

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**К. К. Побєдаш, В. В. Михайленко, К. В. Трубіцин,
В. А. Святненко**

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

Керовані випрямлячі

РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНА РОБОТА

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів,
які навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»,
спеціалізацій «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод»,
«Електричні машини і апарати», «Інжиніринг та автоматизація
електротехнічних комплексів» й «Мехатроніка енергоємних виробництв»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2018

Рецензенти: *Бур'ян С.О.*, канд. техн. наук, доцент, кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу, факультет електроенерготехніки та автоматики

Відповідальний редактор *Л.Ю. Спінул*, канд. техн. наук, доцент

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 9 від 24.05.2018 р.)
за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики
(протокол № 10 від 21.05.2018 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

Победаш Костянтин Каленикович, канд. техн. наук, доцент
Михайленко Владислав Володимирович, канд. техн. наук, доцент
Трубіцин Костянтин Вікторович, старший викладач
Святненко Вадим Анатолійович, старший викладач

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

Керовані випрямлячі

РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНА РОБОТА

Електроніка та мікросхемотехніка: Керовані випрямлячі: Розрахунково-графічна робота [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», спеціалізації «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод», «Електричні машини і апарати», «Інжиніринг та автоматизація електротехнічних комплексів» й «Мехатроніка енергоємних виробництв» / К. К. Победаш, В. В. Михайленко, К. В. Трубіцин, В. А. Святненко ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 1,76 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 55с.

Представлено основні положення для розрахунку керованих випрямлячів та ознайомлення з загальними правилами виконання електричних схем. Засвоєння дисципліни "Електроніка та мікросхемотехніка" неможливе без набуття навичок розв'язання різноманітних практичних задач. Розрахунково-графічна робота дає студентам можливість оволодіти розрахунковими методами, розвинути самостійність у застосуванні теоретичних знань та навчитись користуватись довідковою літературою.

Призначений для студентів денної та заочної форм навчання спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

© К. К. Победаш, В. В. Михайленко, К. В. Трубіцин, В. А. Святненко, 2018

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018

ЗМІСТ

ОСНОВНІ ВИЗНАЧЕННЯ ТА ПОЗНАЧЕННЯ	4
ВСТУП.....	5
1. ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ	6
2. КЕРОВАНІ ОДНОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ	8
2.1. Теоретичні відомості.....	8
2.2. Розрахунок однофазного мостового керованого випрямляча.....	14
2.3. Приклад розрахунку однофазного мостового керованого випрямляча	17
3. ТРИФАЗНІ КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ	24
3.1. Теоретичні відомості.....	24
3.2. Розрахунок трифазного керованого випрямляча	28
3.3. Приклад електричної принципової схеми трифазного мостового випрямляча	41
4. ЗАВДАННЯ ДО РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНОЇ РОБОТИ	44
5. СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	47
ДОДАТОК А. Силові діоди типу Д.....	49
ДОДАТОК Б. Силові тиристори типу Т112.....	51
ДОДАТОК В. Електричні параметри дроселів типу Д	53
ДОДАТОК Г. Основні дані електролітичних конденсаторів К50-24 і К50-27	54
ДОДАТОК Д. Форма титульного аркуша розрахунково-графічної роботи	55

ОСНОВНІ ВИЗНАЧЕННЯ ТА ПОЗНАЧЕННЯ

Випрямляч - це пристрій який перетворює напругу змінного струму в пульсуючу знакопостійну.

Керований випрямляч - дозволяє регулювати рівень середнього значення випрямленої напруги.

В некерованому випрямлячі рівень середнього значення випрямленої напруги не регулюється.

U_1, I_1 - діючі значення напруги та струму первинної обмотки трансформатора;

U_2, I_2 - діючі значення напруги та струму вторинної обмотки трансформатора;

U_d, I_d - середні значення напруги та струму навантаження;

$U_{m(1)}$ -амплітуда першої гармоніки;

$U_{звmax}$ - максимальна зворотна напруга на вентилях;

I_a - середнє значення струму вентиля;

I_{amax} - максимальне значення струму вентиля;

α -кут керування;

$K_{п(1)}$ - коефіцієнт пульсацій по першій гармоніці;

$K_{зг(1)}$ - коефіцієнт згладжування по першій гармоніці;

m_2 - кількість фаз вторинної обмотки трансформатора;

$m_{п}$ - кількість пульсацій за період вхідної напруги випрямляча

ВСТУП

Перетворення змінного струму в постійний є в даний час найбільш поширеним видом перетворення електричної енергії. Напівпровідникові керовані випрямлячі знайшли широке застосування в різних галузях промисловості: на залізничному транспорті, харчування процесів електролізу в кольоровій металургії і хімічної промисловості, в системах збудження великих електричних генераторів, для живлення систем електроприводу постійного струму різного призначення і потужності, на тягових підстанціях і магістральних електровозах і т.д.

Тому метою навчального посібника до виконання РГР є засвоєння студентами методів розрахунку керованих випрямлячів та ознайомлення з загальними правилами виконання електричних схем.

Випрямляч - це напівпровідниковий перетворювач електричної енергії змінного струму в електричну енергію постійного струму. Керованим називається випрямляч (КВ), який крім випрямлення змінної напруги одночасно регулює середнє значення випрямленої напруги. У КВ некеровані вентиля (або частина вентилів) замінені керованими вентилями – тиристорами або IGBT транзисторами.

Керовані випрямлячі здатні працювати як в випрямному режимі, так і режимі залежного інвертування. Такі перетворювачі призначені для роботи спільно з мережею, в якій задана частота і величина напруги- "залежні інвертори", або "інвертори ведені мережею". Система керування (СК) як випрямлячів, так і залежних інверторів повинна бути синхронізована з мережею змінного струму, до якої вони підключені. Імпульси управління, що виробляються СК, повинні бути розподілені по вентилях силової схеми у відповідність з числом фаз і порядком проходження фаз напруги мережі змінного струму, до якої підключений перетворювач.

1. ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ

Мета РГР – закріпити теоретичний матеріал дисципліни (кредитного модуля) шляхом проведення інженерних розрахунків електричних схем, а також навчити студентів практичному користуванню довідковою літературою та державним стандартом.

Завдання на видається на стандартному бланку і складається з назви теми та змісту і рекомендованої літератури. Робота має складатися з пояснювальної записки і графічної документації. Пояснювальна записка – це технічний документ, який містить систематизовані відомості про пристрій, принцип його дії, а також обґрунтування використаних: техніко-економічних і технічних рішень. Вона складається з таких розділів: вступ; призначення та галузь використання проектного пристрою; експлуатаційні дані та характеристики, опис і обґрунтування обраної конструкції; розрахунки, які визначають основні конструктивні елементи пристрою; додаток, який містить технічне завдання, висновки і літературу.

На підставі порівняльної оцінки відомих схемних рішень необхідно вибрати електричні схеми окремих вузлів з урахуванням їх узгодження і забезпечення необхідних технічних характеристик. Виконуючи порівнювальний аналіз відомих схем, слід обґрунтувати технічну та економічну доцільність застосування того чи іншого рішення.

Після обґрунтування рішення принципів схем необхідно описати роботу всього пристрою з використанням часових діаграм, розрахувати основні параметри, електричні вузли розробленого пристрою. Розрахунок силової частини ведеться від навантаження до постачальної мережі та складається з: розрахунку діапазону регулювання, елементів схеми випрямляча та згладжувального фільтра.

Розрахунки супроводжуються текстовими поясненнями, принципovими, еквівалентними схемами, графіками, вольт-амперними характеристиками приладів, таблицями та номограмами. Якщо схема має

кілька однотипних каскадів, докладний розрахунок робиться тільки для одного з них, для інших наводяться кінцеві результати розрахунку.

На підставі розрахункових даних із довідників, вибирають стандартні елементи: напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори, мікросхеми та ін. з урахуванням гранично допустимих значень, рекомендованих з ТУ на даний елемент.

З метою уніфікації і підвищення технологічності пристрою допускається використовувати стандартні вузли – трансформатори, дроселі, фільтри, застосування яких не повинно погіршувати енергетичні, якісні та економічні показники. Коли трансформатор і дросель не можна вибрати з числа стандартних, слід виконати їх електричний розрахунок. Вихідними даними для розрахунку трансформатора є значення струмів і напруг в обмотках та коефіцієнт форми кривої постачальної напруги. При розрахунку дроселя відомими величинами, звичайно, є індуктивність і діюче значення струму.

У заключному розділі пояснювальної записки треба оцінити здобуті технічні та експлуатаційні характеристики, вказати шляхи і можливості їх подальшого поліпшення. Охарактеризувати надійність розрахункового пристрою.

Пояснювальна записка має бути написана на одному боці аркуша паперу формату А4. З лівого боку кожного листа треба залишити чисте поле не менше 25 мм для підшивання. Загальний обсяг записки становить 10-15 сторінок.

Для зручності виконання РГР навчальний посібник має додатки, в якому наведені електричні параметри силових діодів, тиристорів, дроселів та конденсаторів; показано приклад оформлення та розрахунку. Також наведено індивідуальні варіанти для самостійного виконання студентами РГР. Номер варіанта для студента задає викладач, який проводить практичні заняття.

2. КЕРОВАНІ ОДНОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

2.1. Теоретичні відомості

Керованим називається випрямляч (КВ), який крім випрямлення змінної напруги одночасно регулює середнє значення випрямленої напруги. У КВ некеровані вентиля (або частина вентилів) замінені керованими вентилями – тиристорами або IGBT транзисторами (активний випрямляч).

Регулювання здійснюється затримкою включення чергового тиристора в межах півперіоду напруги мережі. Кут затримки включення тиристора, який називають кутом керування α , відраховується від моменту природного включення вентиля, тобто від моменту, в який до вентиля починає прикладатись позитивна напруга. Для випрямлячів, які живляться від однофазної мережі, цей момент співпадає з моментом переходу напруги мережі через 0. При живленні від однофазної мережі застосовуються схеми випрямлячів - однопівперіодна, з середньою точкою, мостова (рис 2.1).

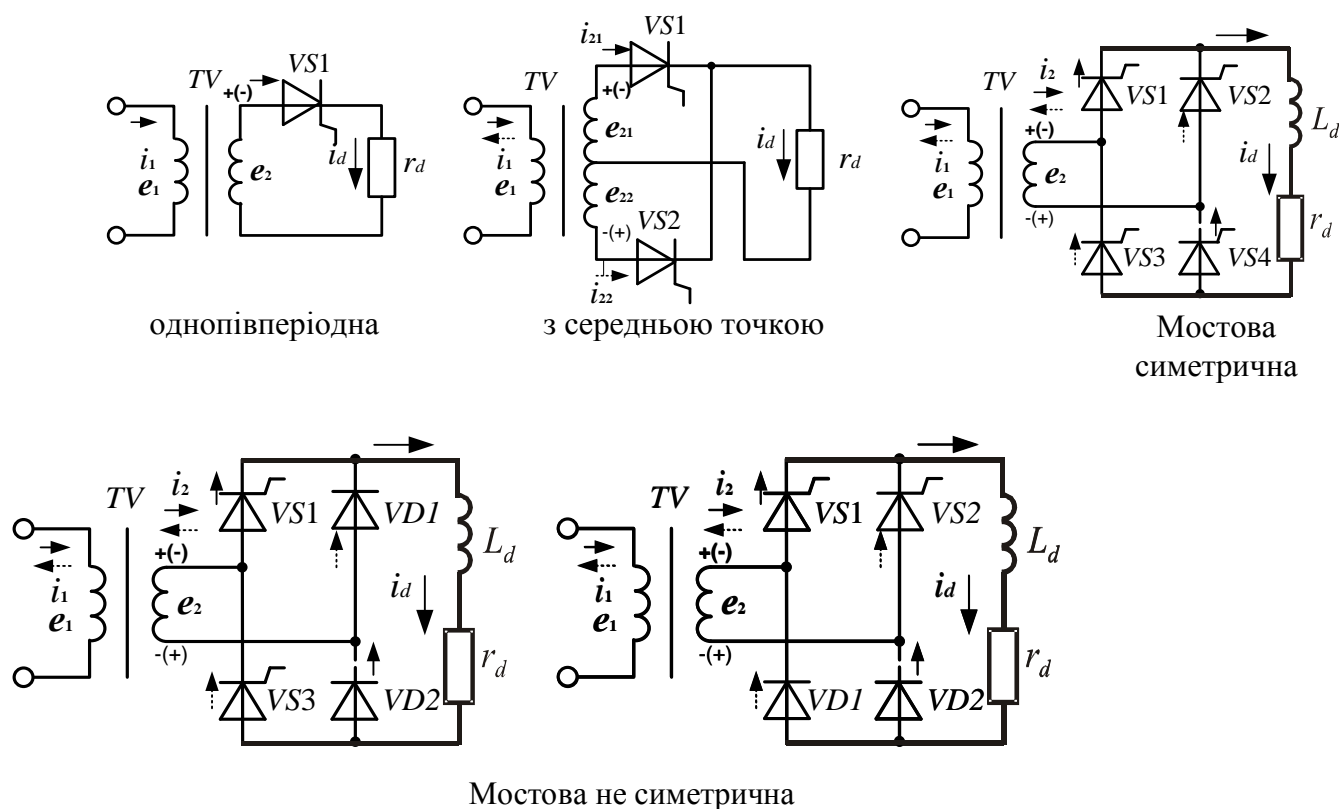


Рис. 2.1

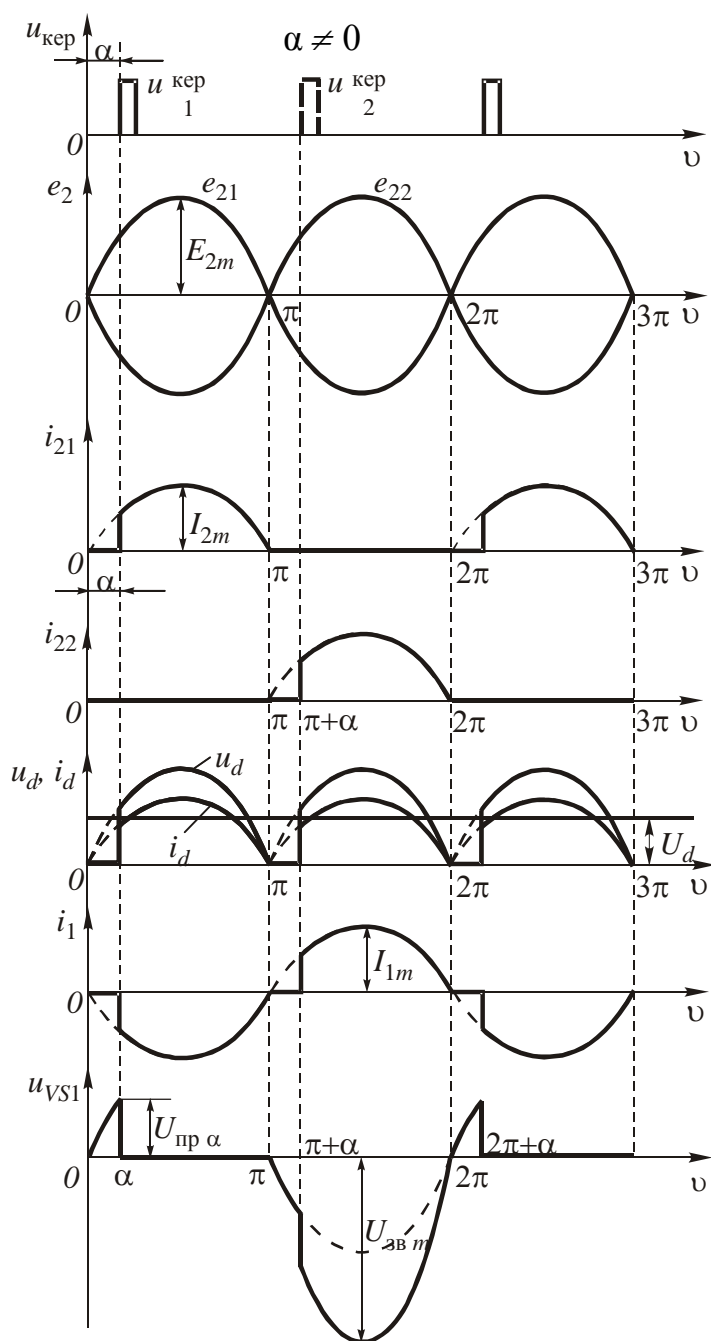


Рис. 2.2

керування імпульсу $u_{\text{кер}}$ в момент часу α тиристор VS1 включається (рис. 2.2) і через нього, навантаження і обмотку трансформатора TV з напругою e_{21} тече струм i_{21} ; на протязі другого півперіоду позитивний потенціал має анод тиристора VS2 і струм при надходженні імпульсу керування $u_{\text{кер}}$ в момент часу $\pi + \alpha$ тече через обмотку трансформатора з напругою e_{22} , тиристор VS2 і навантаження в тому ж напрямку, що і в перший півперіод. Таким чином, у випрямлячі з середньою точкою випрямлений струм i_d тече через

Вторинна обмотка трансформатора TV з середньою точкою створює дві напруги e_{21} та e_{22} , рівні по значенню, але протилежні за напрямком. Роботу схеми розглянемо з наступними припущеннями: тиристори — ідеальні ключі ($U_{\text{пр}} = 0$ та $I_{\text{зв}} = 0$, тобто опір тиристора в прямому напрямку дорівнює нулю, а у зворотному — нескінченності), трансформатор ідеальний, тобто $r_a = 0, L_a = 0$ та намагнічуючий струм дорівнює нулю. Тиристори VS1 та VS2 пропускають струм по черзі; під час першого півперіоду змінної напруги позитивний потенціал має анод тиристора і при надходженні від системи

навантаження впродовж обох півперіодів змінної напруги, але кожна з половин вторинної обмотки трансформатора виявляється навантаженою струмом тільки упродовж частини півперіоду. В інтервалі часу $0 \dots \alpha$ випрямлена напруга u_d дорівнюватиме нулю, тому що обидва тиристори виключені. У момент часу α при включенні тиристора $VS1$ напруга на навантаженні r_d стрибком збільшується і надалі змінюється за синусоїдним законом фазної напруги e_{21} вторинної обмотки трансформатора TV . У момент часу $\vartheta = \pi$ (рис. 2.2) фазна напруга e_{21} змінює знак, струм тиристора спадає до нуля, і він виключається. В інтервалі $\pi \dots \pi + \alpha$, який дорівнює куту керування, обидва тиристори виключені, напруга на навантаженні дорівнює нулю. При включенні тиристора $VS2$ (момент $\vartheta = \pi + \alpha$, рис. 2.2) напруга на навантаженні стрибком зростає до значення e_{22} і змінюється за синусоїдою до моменту виключення тиристора $VS2$ (момент $\vartheta = \pi$). При роботі випрямляча на активне навантаження крива випрямленого струму i_d повторює за формою криву випрямленої напруги u_d .

При вимиканні тиристора $VS1$ (момент $\vartheta = \pi$) до нього прикладається зворотна напруга, яка дорівнює негативному значенню напруги e_{21} . З моменту вступу в роботу тиристора $VS2$ (момент $\vartheta = \pi + \alpha$) зворотна напруга на тиристорі $VS1$ визначається різницею напруг e_{21} і e_{22} , тобто $u_{VS1} = e_{21} - e_{22}$. Після спаду анодного струму до нуля до тиристора $VS2$ буде прикладена позитивна напруга, яка дорівнює e_{21} (інтервал $\vartheta = 2\pi - 2\pi + \alpha$).

Струм у первинній обмотці трансформатора i_1 визначається з умови компенсації намагнічуючої силою. первинної і вторинної обмоток трансформатора TV . При $\alpha = 0$ струм первинної обмотки трансформатора i_1 синусоїдний, тому що кожна половина вторинної обмотки, чергуючись через половину періоду, пропускає півхвилі синусоїдного струму в протилежних напрямках.

У зв'язку з тим, що випрямлена напруга u_d є пульсуючою, вона вміщує постійну та змінну складові (рис. 2.2).

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_{da} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha), \text{ де } \vartheta = \omega t.$$

Для некерованого режиму $\alpha = 0$ (це відповідає випрямлячу на діодах)

$$U_{d0} = 2E_{2m}/\pi,$$

тому при $\alpha \neq 0$ $U_{da} = U_{d0}(1 + \cos \alpha)/2$.

Приведений вираз відображає регульовальну характеристику випрямляча $U_{da} = f(\alpha)$. Середнє значення випрямленої напруги дорівнюватиме нулю, якщо $\alpha = \pi$.

У зв'язку з тим, що при зміні кута керування α відбувається зсув у часі першої гармоніки споживаного з мережі струму $i_{(1)1}$ (струм первинної обмотки трансформатора) відносно напруги мережі, керований випрямляч споживає з мережі реактивну потужність навіть при активному навантаженні. Коефіцієнт пульсацій визначають за амплітудою першої (основної $q=1$) гармоніки випрямленої напруги, яка має найбільшу амплітуду і найважче піддається фільтрації:

$$K_{n(1)} = \frac{2}{3} \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha)}.$$

При $\alpha = 0$ $K_{n(1)} = 67\%$.

При наявності у колі навантаження дроселя L_d (рис. 2.1, в) форма струму в колі навантаження змінюється і не повторює криву напруги u_d , як при чисто активному навантаженні. Дросель L_d перешкоджає збільшенню струму i_d і намагається стримати його спад, через що струм i_d буде протікати через тиристор навіть тоді, коли напруга e_{21} або e_{22} змінить свій знак. Тривалість протікання струму через тиристор $\lambda_{VS} > \pi - \alpha$ залежить від сталої часу кола навантаження $\tau = L_d/r_d$. Якщо $x_d \approx r_d$, то в колі навантаження протікає переривчастий струм i_d . При $\vartheta > \pi$ вихідна напруга змінює свій знак і

буде негативною, поки струм i_{21} не спаде до нуля (на рис. 3.3 струм i_{21} показаний пунктиром), тому що при протіканні струму через тиристор VS1 вихідна напруга $u_d = e_{21}$. Поява в кривій вихідної напруги u_d негативних ділянок приводить до зниження середнього значення вихідної напруги. Зі збільшенням τ , тобто при збільшенні L_d або зменшенні r_d , час спаду струму тиристора до нуля зростає і ділянки негативної полярності в кривій u_d також зростають. При деякому значенні τ ці ділянки цілком розповсюджуються на

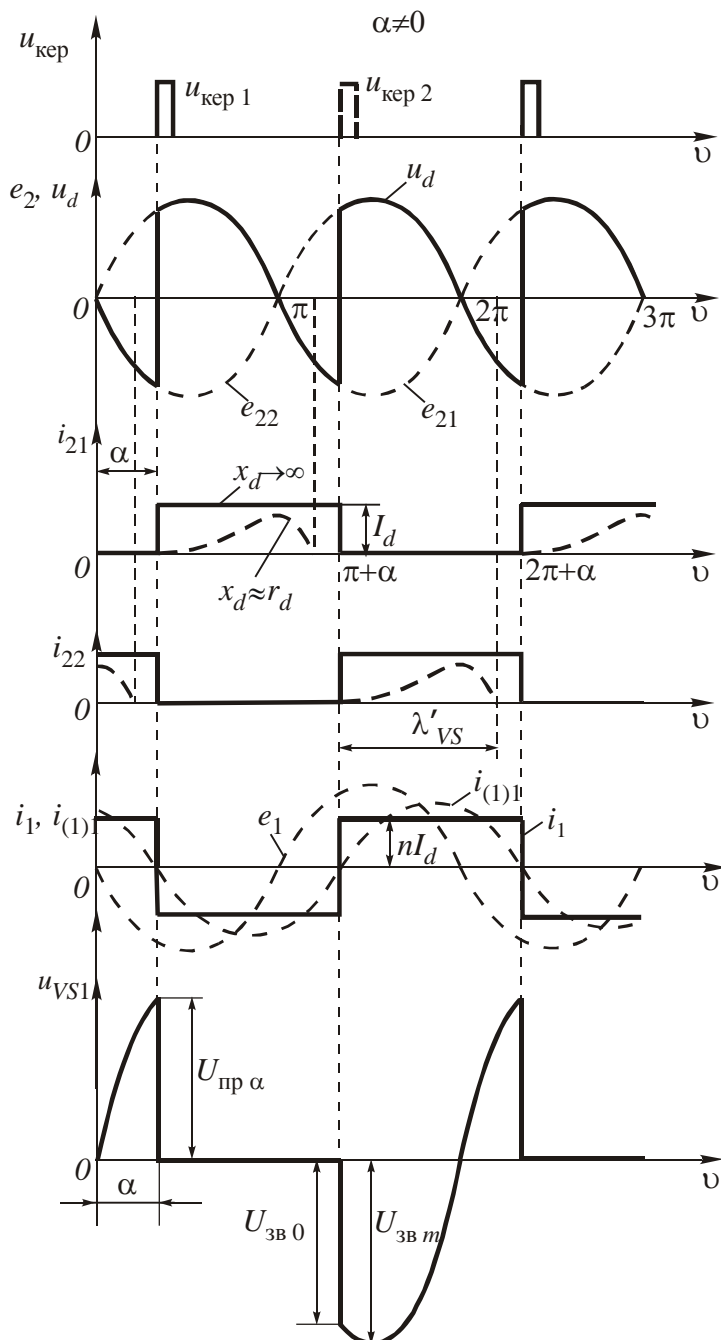


Рис. 2.3

інтервал α і струм i_d набуває неперервного характеру. Якщо $L_d \rightarrow \infty$, а $L_a = 0$, то струм у навантаженні не має пульсацій і перехід струму з одного тиристора на інший відбувається миттєво (рис. 2.3).

Амплітуда струму через тиристор при цьому дорівнює середньому значенню випрямленого струму, тобто $I_{am} = I_d$.

Середнє значення випрямленої напруги при активно-індуктивному навантаженні

$$U_{d\alpha} = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha.$$

У момент переходу струму з одного тиристора на інший (рис. 3.3) в кривій зворотної напруги на вентилі спостерігається стрибок напруги

$$U_{зв0} = U_{звm} \sin \alpha = U_{d0} \sin \alpha, \text{ який}$$

може викликати комутаційні перенапруги.

Коефіцієнт потужності випрямляча тим нижчий, чим більший кут керування. Це пояснюється тим, що зсув за фазою основної гармоніки струму первинної обмотки трансформатора по відношенню до напруги мережі з збільшенням α також збільшується. Коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму мережі живлення $i_{(1)1}$ відносно напруги живлення $\cos \varphi_{(1)} = \cos \alpha$. Коефіцієнт потужності випрямляча $K_p = 2\sqrt{2}\cos\alpha/\pi$.

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$K_{n(q)} = \frac{2}{q^2 m_n^2 - 1} \sqrt{1 + q^2 m_n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}$$

Для зменшення споживання з мережі реактивної потужності, а також, для покращення коефіцієнта потужності випрямляча при роботі на навантаження з великою індуктивністю в схему додають нульовий діод VD_0 , який шунтує навантаження.

2.2. Розрахунок однофазного мостового керованого випрямляча

Однофазний мостовий КВ на тиристорах найчастіше будується за схемою, зображеною на рис. 2.4. На рис. 2.5 приведені часові діаграми при роботі схеми на навантаження з LC -згладжувальним фільтром.

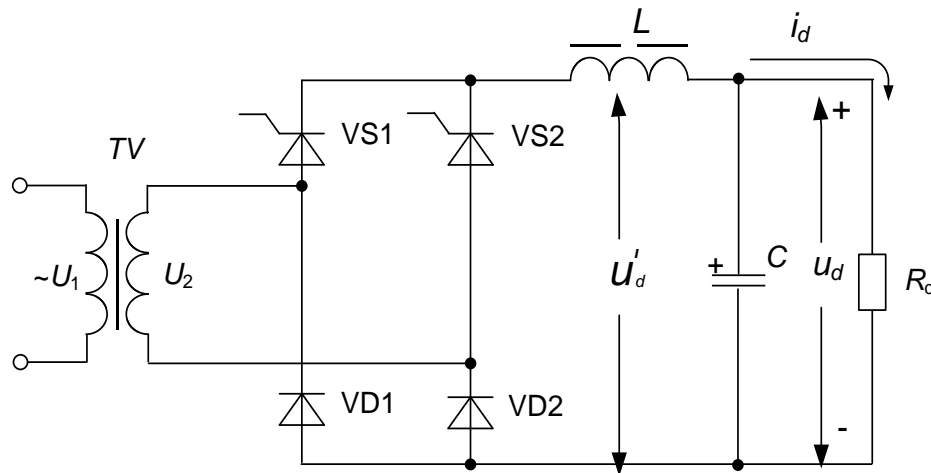


Рис. 2.4

Для зміщення керуючих імпульсів на кут α і розподілу сигналів керування на відповідні тиристори (або $IGBT$ -транзистори) необхідна система керування (СК) випрямлячем. Найбільш широко застосовується СК, яка реалізує принцип "вертикального" керування. Структурна схема такої СК для тиристорного випрямляча наведена на рис. 2.6. Змінна напруга з частотою постачальної мережі U_m подається на вхід синхронізатора C , який задає частоту роботи генератора пилкоподібної напруги (ГПН). Пилкоподібна напруга з виходу ГПН надходить до одного із входів пристрою порівняння (ПП), а до іншого його входу подається керуюча напруга U_k . У момент рівності цих напруг ПП виробляє імпульс керування. Змінюючи керуючу напругу U_k , можна регулювати величину кут α .

Імпульси керування з виходу ПП через розподільник імпульсів РІ і підсилювачі-формування ПФ1 і ПФ2 надходять до керуючих електродів відповідних тиристорів VS1 і VS2 керованого випрямляча.

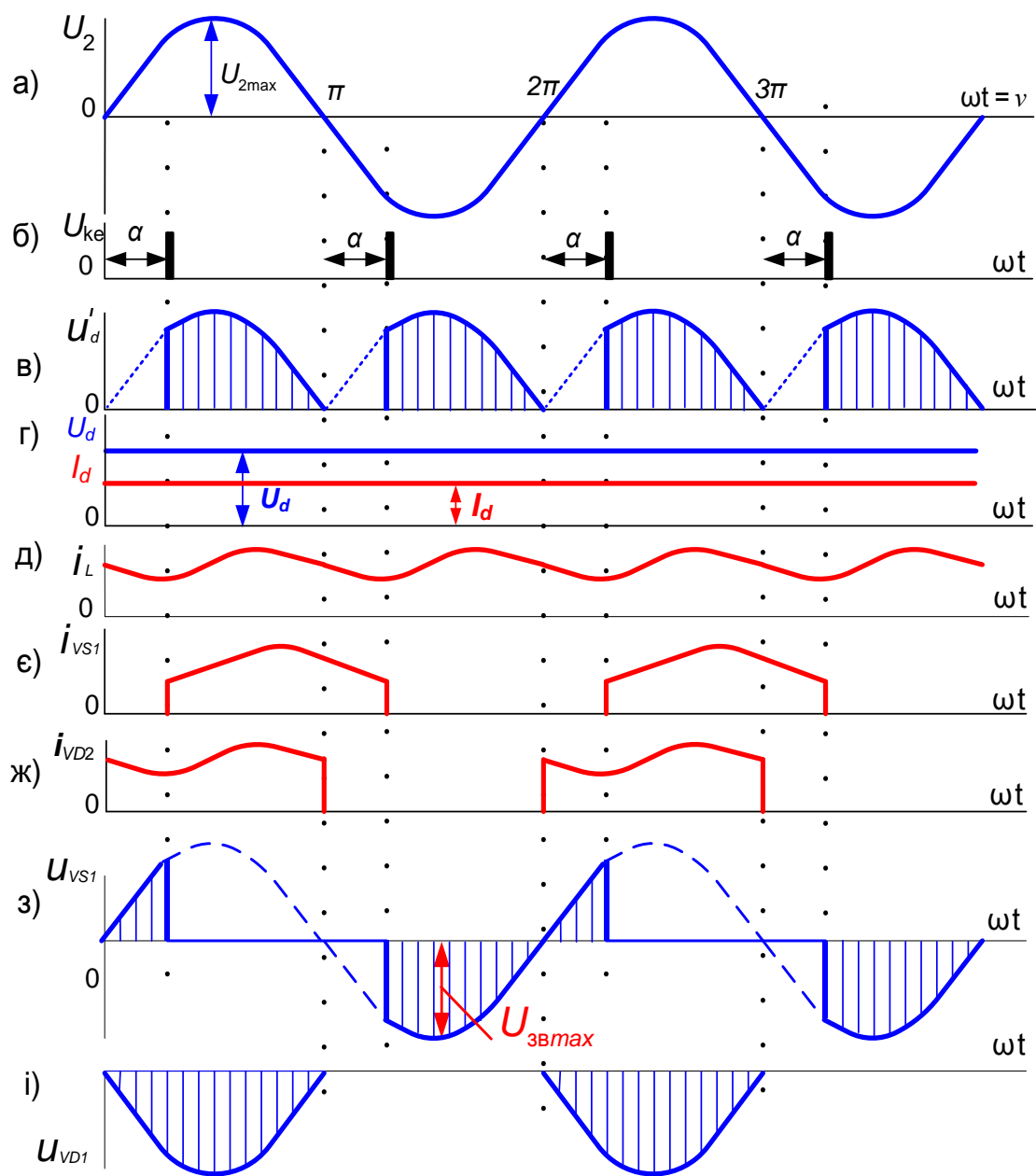


Рис.2.5

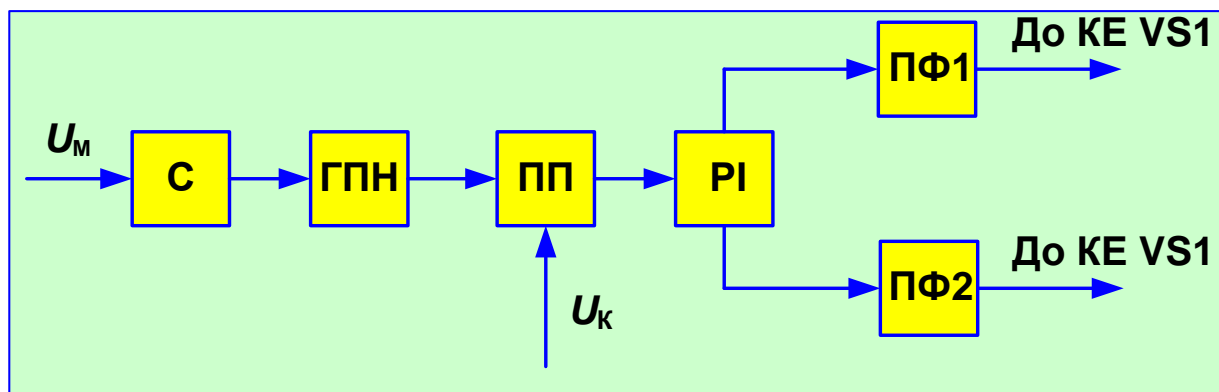


Рис. 2.6

Для розрахунку КВ використовують формули, наведені в табл. 2.1, регулювальну характеристику розраховують залежно від схеми випрямляча згідно з наведеними в таблиці формулами.

Таблиця 2.1

Схема випрямлення	Вид навантаження	Регулювальна характеристика $U_{d\alpha} = f(\alpha)$
1	2	3
Однофазна мостова	R	$U_{dxx} \frac{1 + \cos\alpha}{2}$
	RL	$U_{dxx} \cos\alpha$
	З нульовим діодом	$U_{dxx} \frac{1 + \cos\alpha}{2}$
Однофазна з нульовим виводом	R	$U_{dxx} \frac{1 + \cos\alpha}{2}$
	RL	$U_{dxx} \cos\alpha$
	З нульовим діодом	$U_{dxx} \frac{1 + \cos\alpha}{2}$

2.3. Приклад розрахунку однофазного мостового керованого випрямляча

Варіанти для самостійного виконання студентами РГР наведено в додаток А.

1. Вихідні дані

$$U_{\text{м}} = 220 \text{ В} \begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix} - \text{Діючі значення напруги};$$

$$f_{\text{м}} = 50 \text{ Гц} - \text{Частота мережі};$$

$$U_d = 130 \pm 20 [\text{В}] - \text{Середні значення напруги на навантаженні};$$

$$U_{d \text{ min}} = 100 [\text{В}] \text{---} U_{d \text{ max}} = 150 [\text{В}] - \text{Діапазон регулювання};$$

$$r_d = 28 [\text{Ом}]; \text{Опір навантаження}$$

$$K_{\text{п}} = 2\% - \text{Коефіцієнт пульсацій напруги.}$$

2. Розрахунок діапазону регулювання

1. З урахуванням номінальної напруги на навантаженні U_d та заданого діапазону регулювання доцільно використати керований несиметричний випрямляч з безтрансформаторним входом (живлення безпосередньо від мережі). При цьому $U_1 = U_2 = U_{\text{м}}$. Реакція навантаження індуктивна.

2. З урахуванням спаду напруги на елементах схеми випрямляча визначаємо максимальну випрямлену напругу

$$U_{\text{випр max}} = U_{d \text{ max}} + \Delta U_{\text{вент}} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{TV},$$

де $\Delta U_{\text{вент}}$ — спад напруги на діоді і тиристорі випрямляча; $\Delta U_{\text{др}}$, ΔU_{TV} — спад напруги на активному опорі відповідно дроселя фільтра та обмоток трансформатора. Звичайно орієнтовно задаються цим спадом напруги на рівні $U_{\text{др}} = (2...4)\%U_d$. Задаємося орієнтовними значеннями спадів напруги на тиристорі $\Delta U_{VS} = 2 \text{ В}$, діоді $\Delta U_{VD} = 1 \text{ В}$, $\Delta U_{\text{др}} = 2 \text{ В}$. Внаслідок того,

що в схемі, яка розраховується, відсутній вхідний трансформатор, $\Delta U_{TV} = 0$. Таким чином,

$$U_{\text{випр max}} = 150 + 2 + 1 + 2 = 155 \text{ В.}$$

Спад напруги на трансформаторі $\Delta U_{TV} = (4...15)\%U_d$ в залежності від потужності трансформатора.

3. З урахуванням нестабільності мінімальна напруга мережі

$$U_{\text{м min}} = U_{2\text{ min}} = U_{\text{м}}(1 - b) = 220(1 - 0,15) = 187 \text{ В,}$$

де $b = 0,15$ (у відносних одиницях).

4. За рівнянням регулювальної характеристики випрямляча визначаємо мінімальне значення кута керування α_{min} . Мінімальний кут керування відповідає мінімальній напрузі мережі $U_{\text{м min}}$ і максимальному значенню випрямленої напруги $U_{\text{випр max}}$

$$\cos \alpha_{\text{min}} = \frac{U_{\text{випр max}} \cdot \pi}{\sqrt{2} U_{2\text{ min}}} - 1 = \frac{155 \cdot 3,14}{1,41 \cdot 187} - 1 \approx 0,845.$$

Отже, $\alpha_{\text{min}} \approx 32,3^\circ$.

При використанні керованих випрямлячів як регуляторів (стабілізаторів) напруги для забезпечення роботи на крутій ділянці регулювальної характеристики рекомендується вибирати $\alpha_{\text{min}} \approx 30^\circ$. Якщо з розрахунку отримане значення α_{min} дуже відрізняється від 30° , необхідно використовувати вхідний силовий трансформатор для зниження або підвищення напруги до необхідного рівня. Приймаємо $\cos \alpha_{\text{min}} = 30^\circ$:

$$U_{2\text{ min}} = \frac{U_{\text{випр max}} \cdot \pi}{\sqrt{2} \cos 30^\circ - 1}.$$

5. Мінімальне середнє значення випрямленої напруги

$$U_{\text{випр min}} = U_{d \text{ min}} + \Delta U_{\text{вент}} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{TV} = 100 + 2 + 1 + 2 = 105 \text{ В}$$

6. З урахуванням нестабільності максимальне значення напруги мережі

$$U_{m \text{ max}} = U_{2 \text{ max}} = U_m (1 + a) = 220(1 + 0,1) = 242 \text{ В}.$$

7. Максимальне значення кута керування α_{max} відповідає максимальній

напрузі мережі $U_{m \text{ max}}$ і мінімальній випрямленій напрузі $U_{\text{випр min}}$

$$\cos \alpha_{\text{max}} = \frac{U_{\text{випр min}} \cdot \pi}{\sqrt{2} \cdot U_{2 \text{ max}}} - 1 = \frac{105 \cdot 3,14}{1,41 \cdot 242} - 1 \approx -0,034.$$

Отже, $\alpha_{\text{max}} \approx 92^\circ$.

8. Максимальне та мінімальне значення струму навантаження

$$I_{d \text{ max}} = \frac{U_{d \text{ max}}}{r_d} = \frac{150}{28} = 5,36 \text{ А}; \quad I_{d \text{ min}} = \frac{U_{d \text{ min}}}{r_d} = \frac{100}{28} = 3,57 \text{ А}.$$

3. Розрахунок елементів схеми випрямляча

9. Елементи схеми випрямляча вибирають, виходячи з умов забезпечення надійної роботи в найбільш важкому можливому режимі. Для випрямляча, який розраховується, такий режим буде реалізовано при максимальній напрузі мережі ($U_{m \text{ max}} = 242 \text{ В}$) і мінімальному куті керування ($\alpha_{\text{min}} = 32,3^\circ$).

Для забезпечення запасу параметрів елементів схеми розрахунок виконують для кута керування $\alpha = 0^\circ$, тобто для некерованого режиму. Отже, при розрахунку можна використовувати формули, одержані для некерованого випрямляча (див. табл. 2.2).

10. Визначаємо режим роботи навантаження при $\alpha = 0^\circ$ і напрузі $U_{m \text{ max}}$

$$U'_{d\max} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} U_{\text{м max}}}{\pi} = \frac{2 \cdot 1,41 \cdot 242}{3,14} = 217,3 \text{ В},$$

$$I'_{d\max} = \frac{U'_{d\max}}{r_d} = \frac{217,3}{28} = 7,76 \text{ А}.$$

11. Основні параметри вентилів випрямляча. Оскільки характер навантаження випрямляча індуктивний (використовується LC - згладжувальний фільтр), розрахунок виконуємо згідно формулам для індуктивної реакції навантаження:

Таблиця 2.2

	Параметри трансформатора					Параметри вентиля			Навантаження		
	U_2/U_d	I_2/I_d	I_2/I_d	I_2/I_d	I_2/I_d	I_2/I_d	I_a/I_d	$I_{ae\Phi}/I_d$	m_n	f_n	$K_n(1)$
R	1,11	1,11	1,11	1,23	1,23	1,57	0,5	0,785	2	$m_n f_m$	0,67
RL	1,11	1	1	1,11	1,11	1,57	0,5	0,71	2	$m_n f_m$	0,67

а) максимальна зворотна напруга на діодах і тиристорах і максимальна пряма напруга на тиристорах

$$U_{\text{зв max}} = K_3 \cdot 1,57 \cdot U'_{d\max} = 2 \cdot 1,57 \cdot 217,3 = 682,3 \text{ В},$$

де $K_3 = 2$ — коефіцієнт запасу за напругою;

б) максимальне середнє значення струму діодів і тиристорів

$$I_a = I'_{d\max} \cdot 0,5 = 7,76 \cdot 0,5 = 3,88 \text{ А};$$

в) максимальне діюче значення струму вентилів

$$I_{a\text{д}} = I'_{d\max} \cdot 0,71 = 5,5 \text{ А}.$$

З урахуванням розрахованих параметрів вибираємо тиристори типу Т112-10 7 класу з параметрами: $U_{\text{пр max}} = U_{\text{зв max}} = 700 \text{ В}$,

$I_{\text{а max}} = 10 \text{ А}$ з охолоджувачем типу О111-60 з природним охолодженням;

$$\Delta U_{\text{VS}} = 1,85 \text{ В}.$$

Вибираємо діоди типу Д112-10 7 класу з параметрами:

$$U_{\text{зв max}} = 700 \text{ В}$$

$I_{\text{а max}} = 10 \text{ А}$ з охолоджувачем типу О111-60 з природним охолодженням;

$$\Delta U_{\text{VD}} = 1,35 \text{ В}.$$

4. Розрахунок згладжувального фільтра

12. Для забезпечення заданого коефіцієнта пульсацій напруги на навантаженні ($K_{\text{п}} = 2\%$) на виході випрямляча потрібно поставити згладжувальний LC -фільтр.

Максимальне значення коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги відповідає куту керування α_{max}

$$K_{\text{п max}} = \frac{2}{3} \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha_{\text{max}})} = \sqrt{1 + 4(1 + 0,034)} = 1,5 \rightarrow (150\%).$$

13. Необхідний коефіцієнт згладжування фільтра

$$K_{\text{зг}} = \frac{K_{\text{п max}}}{K_{\text{п}}} = \frac{1,5}{0,02} = 75.$$

14. Шуканий добуток LC елементів фільтра

$$LC = \frac{K_{\text{зг}}}{m_{\text{п}}^2 \omega^2} = \frac{75}{4 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50^2} = 1,9 \cdot 10^{-4} [\text{Гн} \cdot \text{Ф}].$$

15. Потрібна індуктивність фільтра, яка забезпечує режим безперервного струму в дроселі фільтра та навантаженні:

$$L_{\text{кр}} \geq \frac{K_{\text{п max}} \cdot r_{d \text{ max}}}{m_{\text{п}} \cdot 2\pi f_{\text{м}}} = \frac{1,5 \cdot 28}{2 \cdot (2 \cdot 3,14 \cdot 50)} = 0,069 \text{ Гн}.$$

З урахуванням одержаного значення індуктивності і максимального струму навантаження $I_{d \text{ max}} = 7,76 \text{ А}$ вибираємо стандартний дросель Д271, який має такі параметри: $L = 0,01 \text{ Гн}$; $I_{\text{під}} = 9 \text{ А}$; $r_{\text{др}} = 0,081 \text{ Ом}$.

З'єднуємо 7 дроселів послідовно. Результуюча індуктивність фільтра

$$L_{\text{ф}} = 0,07 \text{ Гн}; r_{\text{др}} = 0,567 \text{ Ом}.$$

Спад напруги на обмотках дроселів

$$\Delta U_{\text{др}} = I_{d \text{ max}} r_{\text{др}} = 7,76 \cdot 0,567 = 4,4 \text{ В}.$$

Якщо здобуте значення $\Delta U_{\text{др}}$ дуже відрізняється від прийнятого (більш як на 10 %) у п. 2, розрахунок треба уточнити.

16. Визначаємо ємність фільтра

$$C = \frac{LC}{L_{\text{ф}}} = \frac{1,9 \cdot 10^{-4} [\text{Гн} \cdot \Phi]}{0,07 \text{ Гн}} = 0,00272 \Phi = 2720 \text{ мкФ}.$$

З урахуванням максимальної випрямленої напруги $U_{d \text{ max}} = 217,3 \text{ В}$ вибираємо конденсатори типу К50-37 ємністю 1000 мкФ і робочою напругою $U_{\text{роб}} = 250 \text{ В}$; з'єднуємо 3 конденсаторів паралельно.

Результуюча ємність фільтра $C = 3 \cdot 1000 = 3000 \text{ мкФ}$. Допустима амплітуда змінної складової пульсуючої напруги на конденсаторі складає на частоті $f_{(1)} = 100 \text{ Гц}$ - 4,5 В.

17. Уточнюємо коефіцієнт згладжування фільтра

$$K_{зг} = \frac{LCm_{\pi}^2}{10} = \frac{0,07 \cdot 3000 \cdot 2^2}{10} = 84.$$

18. Коефіцієнт пульсацій на навантаженні

$$K_{\pi} = K_{\pi \max} / K_{зг} = 1,5 / 84 = 0,018, \text{ що менше заданого.}$$

19. Амплітуда змінної складової на навантаженні

$$U_{m(1)} = K_{\pi} U'_{d \max} = 0,018 \cdot 217,3 = 3,9 \text{ В, що менше допустимої для конденсатора типу К50-37.}$$

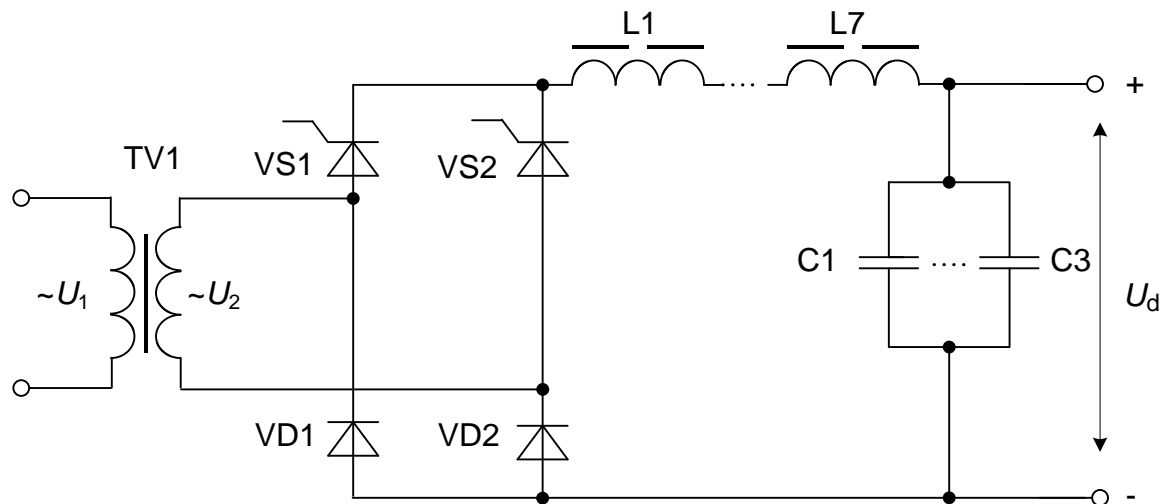


Рис. 2.7

3. ТРИФАЗНІ КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

3.1. Теоретичні відомості

Трифазні схеми випрямлення порівняно з однофазними мають ряд переваг:

- 1) симетричне навантаження фаз мережі живлення;
- 2) краще використання трансформаторів за потужністю, вентилів за електричними параметрами;
- 3) менший вміст вищих гармонік у кривій випрямленої напруги і споживаного із мережі струму.

Трифазний керований випрямляч може бути побудований за схемою трифазного мостового випрямляча з повним числом керованих вентилів (симетрична схема) і з неповним числом керованих вентилів (несиметрична схема).

Симетрична схема (рис. 3.1) керованого випрямляча досить складна. Для її побудови необхідно шість тиристорів, система керування має вміщувати шість ідентичних каналів, які забезпечують формування імпульсів керування для кожного тиристора. Вихідні каскади СК повинні забезпечувати гальванічну розв'язку з силовою схемою.

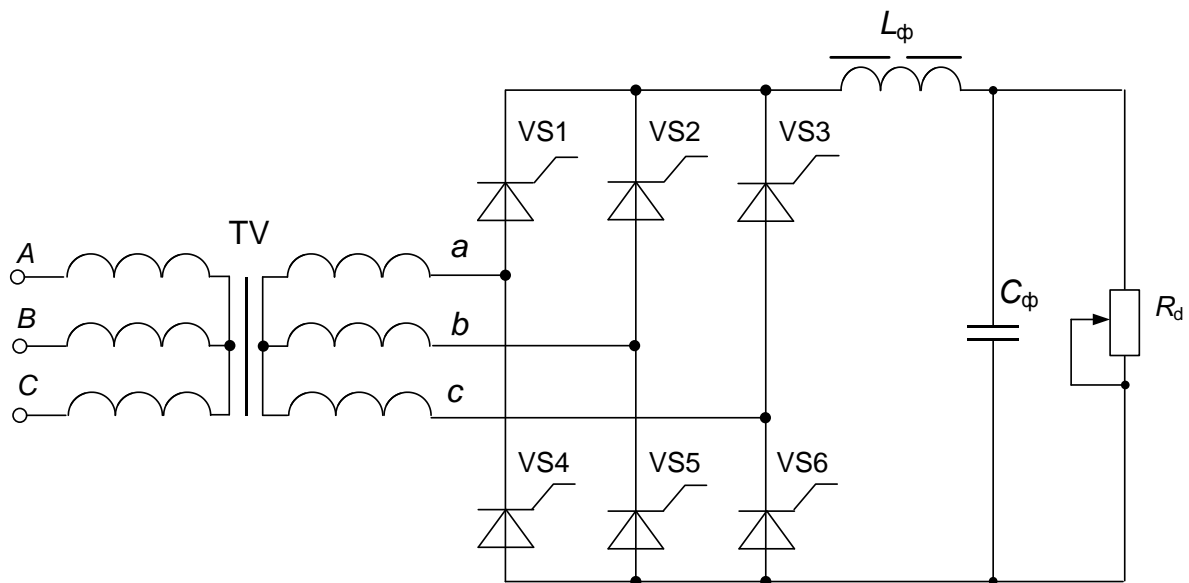


Рис. 3.1

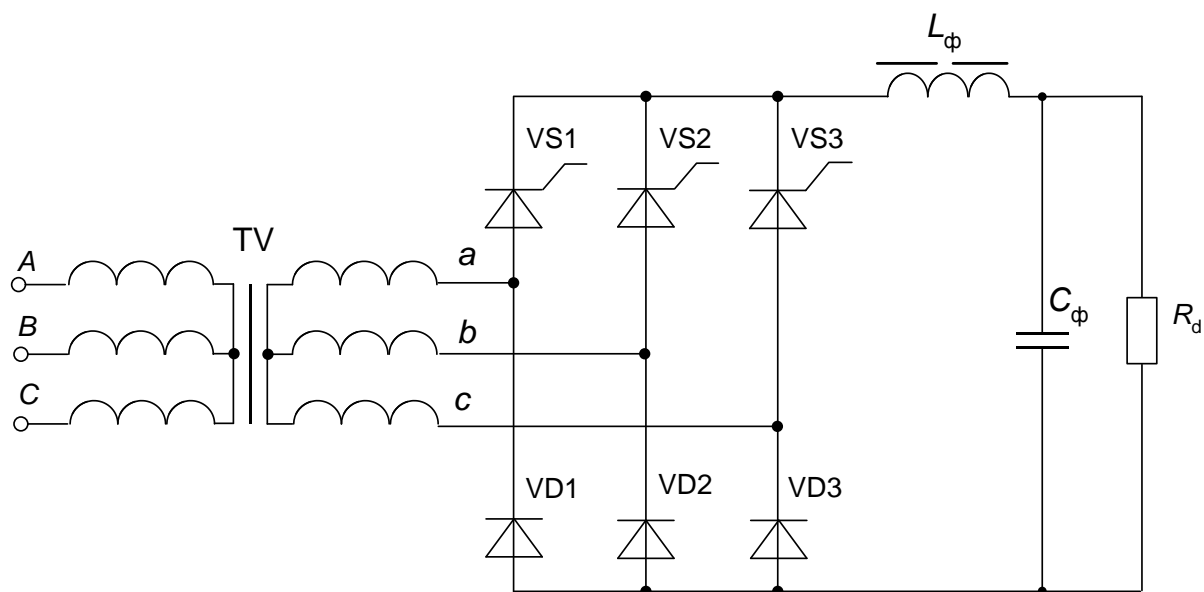


Рис. 3.2

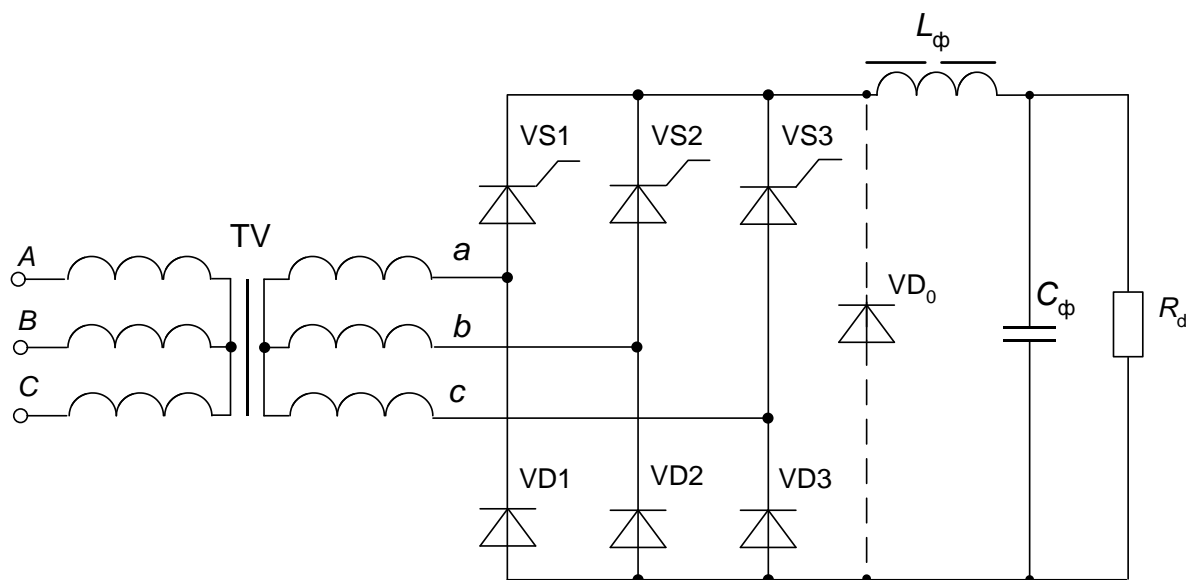


Рис. 3.3

Для реалізації несиметричної схеми (рис. 3.2) необхідно три тиристори і три діоди. В даній схемі керовані вентиля створюють катодну групу вентилів випрямляча, можливе безпосереднє підключення СК до силової частини без здійснювання гальванічної розв'язки між ними. Несиметрична схема дозволяє регулювати середнє значення напруги на навантаженні від максимального значення при куті керування $\alpha = 0$

$$U_{d\alpha} = U_{dxx} \sin \frac{\pi}{6} = 2,32E2$$

до мінімального значення $U_{d\alpha} = 0$ при $\alpha = 180$.

Регулювальні характеристики зображених схем випрямлячів залежать від виду навантаження і описуються наступним чином (табл. 3.1):

Таблиця 3.1

Схема випрямлення	Вид навантаження	Регулювальна характеристика
Трифазна схема з нульовим виводом	R	$U_{dxx} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$
	RL	$U_{dxx} \cos \alpha$
	З нульовим діодом	$U_{dxx} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$
Трифазна симетрична мостова	RL	$U_{dxx} \cos \alpha$
Трифазна мостова несиметрична	RL з нульовим діодом	$U_{dxx} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$

Таку схему можна розглядати як послідовне з'єднання двох трифазних схем з нульовим виводом, одна з яких працює у керованому, а друга – у некерованому режимі. На рис. 3.4, а суцільною лінією обведені ділянки синусоїд фазних напруг, за якими змінюється потенціал точки спільних катодів вентилів U_K і потенціал спільних анодів вентилів U_A . Випрямлена напруга схеми дорівнює різниці потенціалів $U_K - U_A$.

На рис. 3.4, а ця напруга для різних кутів керування заштрихована. На рис. 3.4, б побудована крива випрямленої напруги $U_{d\alpha}$ для цих самих кутів керування. З цього рисунку видно, що при активному навантаженні у несиметричній схемі можливі два режими:

- 1) безперервного випрямленого струму при $0 < \alpha < 60^\circ$;
- 2) переривчастого випрямленого струму при $\alpha > 60^\circ$.

Кут керування α відлічується від моменту природного відмикання вентилів. Для багатофазних схем цей момент відповідає точці перехрещування синусоїд фазних напруг.

З рис. 3.4,б видно, що випрямлена напруга трифазної мостової несиметричної схеми, яка має три пульсації за період мережевої напруги на відміну від симетричної схеми, яка має шість пульсацій, через знижену частоту пульсації випрямленої напруги при збільшенні кута управління збільшується вміст третьої гармоніки у випрямленій напрузі. Внаслідок цього треба збільшувати установчу потужність елементів згладжувального фільтра. Тому дану схему доцільно використовувати при відносно невеликому діапазоні зміни кута керування. При роботі даної схеми на активно-індуктивне навантаження, для якої виконується умова $L_d/R_d > T_m$ (період мережі), струм у навантаженні буде безперервний в усьому діапазоні зміни кута керування α .

При RL – навантаженні регульовальна характеристика описується виразом, поданим у табл. 3.1. Якщо в схемі, яка працювала на RL – навантаженні, припинити подання імпульсів керування на тиристори,

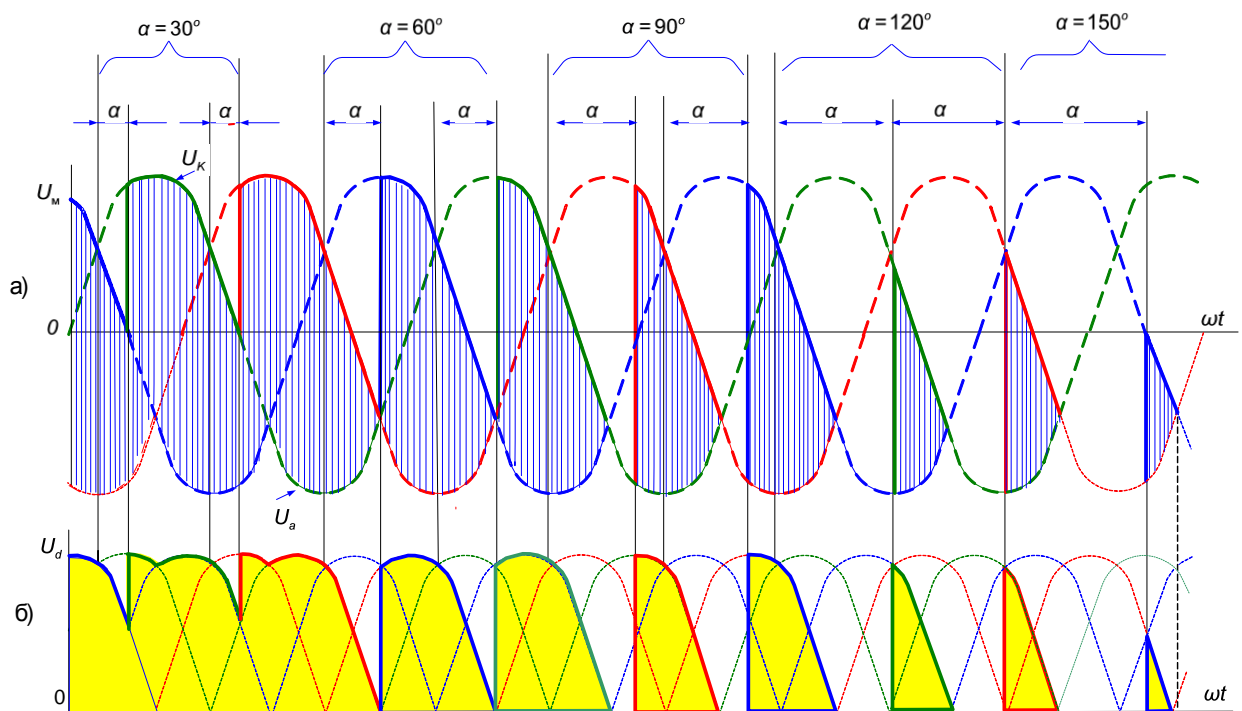


Рис. 3.4

замикання усіх тиристорів не відбудеться. Обов'язково залишиться відімкненим останній з тиристорів, що працював, який разом з діодами двох інших фаз буде періодично підключати навантаження до фаз трансформатора. При цьому напруга на навантаженні буде мати форму переривчастих імпульсів, а вентилі випрямляча будуть нерівномірно навантажені струмом. Для усунення цього явища в схему вводять нульовий вентиль VD_0 , який шунтує навантаження /див. рис. 3.3/. При цьому струм навантаження замикається через вентиль VD_0 і не заважає вимиканню тиристорів. Коефіцієнт потужності несиметричної мостової схеми з нульовим діодом вищий, ніж у мостовій. Це пов'язано з тим, що енергія, яка накопичена в індуктивному навантаженні, через вентиль VD_0 передається в активний опір навантаження, а не вертається у мережу через фази трансформатора.

Несиметрична мостова схемам широко використовується у випрямлячах порівняно невеликої потужності.

3.2. Розрахунок трифазного керованого випрямляча

Вихідні дані:

1) номінальне, мінімальне, максимальне значення фазної напруги мережі живлення:

$$U_{1ном} = 220 \text{ В};$$

$$U_{1мін} = 187 \text{ В};$$

$$U_{1макс} = 242 \text{ В}.$$

2) частота мережі живлення

$$f_m = 400 \text{ Гц};$$

3) номінальне значення вихідної напруги:

$$U_{сном} = 100 \text{ В};$$

4) діапазон регулювання вихідної напруги:

$$U_{d\text{мін}} = 90 \text{ В};$$

$$U_{d\text{макс}} = 110 \text{ В}.$$

5) максимальний і мінімальний струм навантаження випрямляча:

$$I_{d\text{макс}} = 12 \text{ А}; I_{d\text{мін}} = 6 \text{ А};$$

6) амплітуда основної гармоніки пульсації випрямленої напруги:

$$U_{m(1)} \leq 0,5 \text{ В};$$

7) температура навколишнього середовища:

$$T_{смакс}^{\circ} = 50^{\circ} \text{ С};$$

$$T_{смін}^{\circ} = -40^{\circ} \text{ С}.$$

Розрахунок силової частини випрямляча

1. Для підвищення коефіцієнта потужності і спрощення системи керування силову частину виконуємо за мостовою несиметричною схемою, з трьома тиристорами і нульовим діодом (рис. 3.3). Для згладжування пульсації випрямленої напруги на виході випрямляча використовуємо Г-подібний LC - фільтр, застосування якого забезпечує жорстку зовнішню характеристику випрямляча, а також сприятливий режим роботи вентилів і трансформатора.

Для гальванічного розв'язування системи керування (СК) і силової частини застосовується оптоелектронні тиристори. Часові діаграми випрямленої напруги при роботі випрямляча на RL - навантаження і кутах керування $\alpha < \pi/3$, $\alpha = \pi/3$, $\alpha > \pi/3$ показані на рис 3.4.

При побудові діаграм припускаємо, що трансформатор і вентилі – ідеальні, а індуктивність дроселя фільтра $L_{\Phi} \rightarrow \infty$.

2. Коефіцієнти зміни напруги живлення:

$$a_m = \frac{U_{1\text{макс}}}{U_{1\text{ном}}} = \frac{242}{220} = 1,10;$$

$$b_m = \frac{U_{1\text{мін}}}{U_{1\text{ном}}} = \frac{187}{220} = 0,85.$$

3. Активний опір і індуктивність трансформатора:

$$R_a = K_r \frac{U_{d\max}}{I_{d\max} f_M B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_M B_m}{U_{d\max} I_{d\max}}} = 2,5 \frac{110}{12 \cdot 400 \cdot 0,9} \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 400 \cdot 0,9}{110 \cdot 12}} = 0,06 \text{ Ом};$$

$$L_a = K_l \frac{S \cdot U_{d\max}}{I_{d\max} f_M B_m} \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{S f_M B_m}{U_{d\max} I_{d\max}}}} = 1 \cdot 10^{-3} \frac{3 \cdot 110}{12 \cdot 400 \cdot 0,9} \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{3 \cdot 400 \cdot 0,9}{110 \cdot 12}}} = 8 \cdot 10^{-5} \text{ Гн};$$

де K_r, K_l - розрахункові коефіцієнти, що залежать від схеми випрямляча, характеру навантаження і способу з'єднання обмоток трансформатора.

Для трифазного мостового випрямляча, який працює на RL -навантаження:

при з'єднанні обмоток

$$\text{Y/Y}; \Delta/\text{Y} \quad K_r=2,5; \quad K_l=1 \cdot 10^{-3};$$

при з'єднанні обмоток

$$\text{Y}/\Delta; \Delta/\Delta \quad - K_r=7,6; \quad K_l=3 \cdot 10^{-3};$$

$S=3$ – число стержнів трансформатора, на яких розміщені обмотки;

B_m - максимальна індукція в осерді трансформатора.

При використанні стрічкових осердь і холоднокатаних сталей при габаритній потужності трансформатора до 2500 В·А максимальну індукцію беруть 1,5...1,7 Тл при $f_c=50$ Гц і 0,8...1,5 Тл при $f_m = 400$ Гц.

Менші значення індукції використовують при більшій потужності трансформатора. Рекомендації щодо вибору індукції в осерді наведені у [14]. Як матеріал осердя вибираємо холоднокатану сталь Е340 завтовшки 0,15 мм, для якої приймаємо $B_m=0,9$ Тл.

4. Падіння напруг на активному опорі трансформатора при мінімальному і максимальному струмі навантаження:

$$\Delta U_{d\min} = 2 \cdot I_{d\min} R_a = 2 \cdot 6 \cdot 0,06 = 0,72 \text{ В};$$

$$\Delta U_{d\max} = 2 \cdot I_{d\max} R_a = 2 \cdot 12 \cdot 0,06 = 1,44 \text{ В}.$$

5. Втрати випрямленої напруги, зумовлені комутацією при мінімальному і максимальному струмі навантаження:

$$\Delta U_{x\min} = 3 \cdot I_{d\min} \cdot f_M \cdot L_a = 3 \cdot 6 \cdot 400 \cdot 8 \cdot 10^{-5} = 0,576 \text{ В};$$

$$\Delta U_{x\max} = 3 \cdot I_{d\max} \cdot f_M \cdot L_a = 3 \cdot 12 \cdot 400 \cdot 8 \cdot 10^{-5} = 1,15 \text{ В}.$$

6. Орієнтовно падіння напруги на активному опорі дроселя фільтра при мінімальному і максимальному навантаженні:

$$\Delta U_{\partial p \min} = R_{\partial p} \cdot I_{d \min} = 0.125 \cdot 6 = 0,75 \text{ В};$$

$$\Delta U_{\partial p \max} = R_{\partial p} \cdot I_{d \max} = 0.125 \cdot 12 = 1,5 \text{ В}.$$

де $R_{\partial p}$ - активний опір обмотки дроселя.

У діапазоні потужності і в навантаженні 100...10000 Вт в процесі попереднього розрахунку можна прийняти:

$$R_{\partial p} = (0.025 \dots 0.1) R_d \quad \text{при} \quad f_M = 50 \text{ Гц},$$

$$R_{\partial p} = (0.009 \dots 0.035) R_d \quad \text{при} \quad f_M = 400 \text{ Гц},$$

де $R_d = \frac{U_{d\text{ном}}}{I_{d\text{ном}}}$ - номінальний опір навантаження випрямляча.

Менші значення $R_{\partial p}$ беруть при більших значеннях потужності в навантаженні. В даному прикладі

$$R_d = \frac{100}{12} = 8,33 \text{ Ом}.$$

Приймаємо. $R_{\partial p} = 0.015 \cdot R_d = 0.015 \cdot 8,33 = 0.125 \text{ Ом}.$

7. Максимальне середнє значення випрямленої напруги з урахуванням втрат напруги на елементах:

$$\begin{aligned} U'_{d\max} &= U_{d\max} + \Delta U_{a\max} + \Delta U_{x\max} + \Delta U_{\partial p \max} + U_{vs} + U_{vd} = \\ &= 110 + 1,44 + 1,15 + 2 + 1 = 117,1 \text{ В}, \end{aligned}$$

де U_{vs} і U_{vd} – середнє значення прямого падіння напруги на тиристорі та діоді випрямляча.

У процесі попереднього розрахунку падіння напруги на тиристорі і діоді беремо $U_{vs} = 2 \text{ В}; U_{vd} = 1 \text{ В}.$ Після вибору вентилів значення U_{vs}, U_{vd} слід уточнити.

8. Мінімальна, номінальна і максимальна напруги вторинної обмотки трансформатора:

$$U_{2\text{мін}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_{d\text{макс}}}{1 + \cos\alpha_{\text{мін}}} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 117,1}{3\sqrt{6}(1 + \cos 20^\circ)} = 51,6 \text{ В},$$

де $\alpha_{\text{мін}} = 20^\circ$ – мінімальний кут регулювання, який забезпечує роботу випрямляча на крутій ділянці регулювання характеристики.

Для трифазного випрямляча з шістьма тиристорами $\alpha_{\text{мін}} = 10^\circ$.

$$U_{2\text{ном}} = \frac{U_{2\text{мін}}}{b_{\text{м}}} = \frac{51,6}{0,85} = 60,7 \text{ В};$$

$$U_{2\text{макс}} = U_{2\text{ном}} \cdot a_{\text{м}} = 60,7 \cdot 1,10 = 66,8 \text{ В}.$$

9. Мінімальне середнє значення випрямленої напруги на виході випрямляча (на виході фільтра):

$$\begin{aligned} U'_{d\text{мін}} &= U_{d\text{мін}} + \Delta U_{a\text{мін}} + \Delta U_{x\text{мін}} + \Delta U_{\text{др}} + U_{\text{vs}} + U_{\text{vd}} = \\ &= 90 + 0,72 + 0,5 + 6 + 0,75 + 2 + 1 = 95,05 \text{ В}. \end{aligned}$$

10. Максимальний кут керування:

$$\alpha_{\text{макс}} = \arccos\left(\frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_{d\text{мін}}}{U_{2\text{макс}}} - 1\right) = \arccos\left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 95,05}{3\sqrt{6} \cdot 66,8} - 1\right) = 80,6^\circ$$

11. Середнє значення випрямленої напруги на вході фільтра і кут керування у номінальному режимі роботи:

$$\begin{aligned} U'_{d\text{ном}} &= U_{d\text{ном}} + \Delta U_{a\text{макс}} + \Delta U_{x\text{макс}} + \Delta U_{\text{дрмакс}} + U_{\text{vs}} + U_{\text{vd}} = \\ &= 100 + 1,44 + 1,15 + 1,5 + 2 + 1 = 107,1 \text{ В}; \end{aligned}$$

$$\alpha_{\text{ном}} = \arccos\left(\frac{2\pi U'_{d\text{ном}}}{3\sqrt{6} U_{2\text{ном}}} - 1\right) = \arccos\left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 107,1}{3\sqrt{6} \cdot 60,7} - 1\right) = 59,5^\circ.$$

12. Середнє значення випрямленої напруги на вході фільтра і кут керування в режимі, відповідному мінімальній напрузі на навантаженні і максимальному струмовому навантаженню нульового вентиля:

$$\begin{aligned} U'_{d0} &= U_{d\text{мін}} + \Delta U_{a\text{макс}} + U_{x\text{макс}} + U_{\text{дрмакс}} + U_{\text{vs}} + U_{\text{vd}} = \\ &= 90 + 1,44 + 1,15 + 2 + 1 = 97,1 \text{ В}; \end{aligned}$$

$$\alpha_o = \arccos\left(\frac{2\pi U_{d\text{сер}}}{3\sqrt{6}U_{2\text{макс}}} - 1\right) = \arccos\left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 97,1}{3\sqrt{6} \cdot 66,8} - 1\right) = 79^\circ.$$

13. Середній струм тиристорів і діодів випрямляча в режимі максимального навантаження (режим $U_{2\text{мін}}, U_{d\text{макс}}, I_{d\text{макс}}$) при $0 < \alpha \leq \pi/3$:

$$I_{aVS} = I_{aVD} = \frac{I_{d\text{макс}}}{3} = \frac{12}{3} = 4 \text{ A};$$

при $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ і наявності нульового вентиля:

$$I_{aVS} = I_{aVD} = I_{d\text{макс}} \frac{\pi - \alpha}{2\pi};$$

при відсутності нульового вентиля у всьому діапазоні зміни кута керування α :

$$I_{aVS} = I_{aVD} = \frac{I_{d\text{макс}}}{3}.$$

14. Діюче значення струму тиристорів і діодів випрямляча у режимі максимального навантаження при $(0 < \alpha \leq \pi/3)$:

$$I_{VS\text{діюч}} = I_{VD\text{діюч}} = \frac{I_{d\text{макс}}}{\sqrt{3}} = \frac{12}{\sqrt{3}} = 6,93 \text{ A}.$$

При відсутності нульового вентиля у всьому діапазоні зміни α :

$$I_{VS\text{діюч}} = I_{VD\text{діюч}} = \frac{I_{d\text{макс}}}{\sqrt{3}}.$$

15. Середнє і діюче значення струму нульового вентиля у режимі $I_{d\text{макс}}, U_{d\text{мін}}, U_{2\text{макс}}$:

$$I_{a0} = \frac{3I_{d\text{макс}}}{2\pi}(\alpha - \pi/3) = \frac{3 \cdot 12}{2 \cdot 180^\circ}(79^\circ - 60^\circ) = 1,9 \text{ A};$$

$$I_{a\text{діюч}} = I_{d\text{макс}} \sqrt{\frac{3}{2\pi}(\alpha - \pi/3)} = 12 \sqrt{\frac{3}{2 \cdot 180^\circ}(79^\circ - 60^\circ)} = 4,78 \text{ A}.$$

16. Зворотна напруга на вентилях випрямляча:

$$U_{\text{звормакс}} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\text{макс}} = 2,4 \cdot 66,8 = 160,32 \text{ В}.$$

Виходячи з розрахункових даних з довідника [7;9], вибираємо:

а) оптроні тиристори типу T02-10-3 з параметрами:

$$U_{a \text{ доп}} = 300 \text{ В}; U_{\text{роб}} = 0,8 \cdot U_{a \text{ доп}} = 0,8 \cdot 300 = 240 \text{ В};$$

$$I_{a \text{ доп}} = 10 \text{ А}; I_{a \text{ діюч}} = 15,7 \text{ А}; R_T = 1,3 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}; U_{VS} = 1,38 \text{ В};$$

$$I_{\text{кер}} = 150 \text{ мА}; U_{\text{кер}} = 2,5 \text{ В}; t_{\text{вмк}} = 50 \text{ мкс}; t_{\text{вимк}} = 150 \text{ мкс};$$

$$\Delta T^\circ = -40^\circ \text{С} \dots +86^\circ \text{С}; T_{p-n \text{ доп}}^\circ = +100^\circ \text{С};$$

$R_{t-k} = 1,76^\circ \text{С/Вт}$ - тепловий опір перехід – корпус;

б) діоди типу В-10-3А третього класу з параметрами:

$$U_{\text{звор}} = 300 \text{ В}; I_{a \text{ доп}} = 10 \text{ А}; U_{\text{пр}} = 1 \text{ В}; R_{\text{пр}} = 0,01 \text{ Ом};$$

$$\Delta T^\circ \text{С} = -50^\circ \text{С} \dots 140^\circ \text{С}; R_{t-k} = 1,5^\circ \text{С/Вт}; T_{p-n \text{ доп}}^\circ = 140^\circ \text{С}.$$

17. Потужність статичних втрат у тиристорі:

$$P_{VS} = U_{VS} \cdot I_{avs} + I_{avs \text{ діюч}} \cdot R_{VS} = 1,38 \cdot 4 + 6,93^2 \cdot 1,7^{-3} = 5,6 \text{ Вт}.$$

18. Потужність статичних втрат у діоді:

$$P_{VD} = U_{VD} \cdot I_{avD} + I_{avD \text{ діюч}}^2 \cdot R_{VD \text{ пр}} = 1 \cdot 4 + 6,93^2 \cdot 0,01 = 4,5 \text{ Вт}.$$

19. Потужність статичних втрат у нульовому вентилі:

$$P_{VD_0} = U_{VD_0} \cdot I_{avD_0} + I_{avD_0 \text{ діюч}}^2 \cdot R_{VD \text{ пр}} = 1 \cdot 1,9 + 4,78^2 \cdot 0,01 = 2,13 \text{ Вт}.$$

20. Згідно з визначеними значеннями потужності втрат у вентилях і заданою температурою навколишнього середовища обчислюємо площі тепловідводних радіаторів. Для охолодження використовуємо ребристі односторонні радіатори при природному охолодженні.

21. Площа тепловідводного радіатора для тиристора:

$$S_{VS} \geq \frac{P_{VS}}{K_T \left[\left(T_{p-n \text{ макс}}^\circ - T_{\text{макс}}^\circ \right) - P_{VS} \left(R_{t-k} + R_{t(k-T)} \right) \right]} =$$

$$= \frac{5,6}{0,8 \cdot 10^{-3} \left[\left(80^\circ - 50^\circ \right) - 5,6(1,76 + 0,5) \right]} = 404 \text{ см}^2,$$

де $K_T = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/}^\circ \text{С} \cdot \text{см}^2$ - коефіцієнт тепловіддачі, який залежить від конструкції, матеріалу і ступеня воронування тепловідводу.

При природному охолодженні і нормальному тиску

$$K_T = (0,5 \dots 1,0) \cdot 10^{-3} \text{ Вт/}^\circ \text{С} \cdot \text{см}^2;$$

для воронованого ребристого алюмінієвого тепловідводу

$K_T = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/}^\circ\text{С} \cdot \text{см}^2$; $T_{p-n\text{макс}}^\circ$ - максимальна робоча температур переходу, яка для надійності вибирається на $(10 \dots 20)^\circ\text{С}$ меншою ніж $T_{p-n\text{доп}}^\circ$; $R_{t(k-T)}$ тепловий опір між корпусом і тепловідводом, величина якого залежить від чистоти обробки поверхні, наявності мащення прокладок і зусилля, яке притискує вентиль до тепловідводу, знаходиться в межах $(0,1 \dots 1,0)^\circ\text{С/Вт}$; приймаємо $R_{t(k-T)} = 0,5^\circ\text{С/Вт}$. Для зменшення теплового контактного опору поверхні вентиля і радіатора в місці контакту змащують теплопровідною пастою КТП-8.

22. Площа радіатора для діода:

$$S_{VD} \geq \frac{P_{VD}}{K_T \left[(T_{p-n\text{макс}}^\circ - T_{смакс}^\circ) - P_{VD} (R_{t-k} + R_{t(k-T)}) \right]} =$$

$$= \frac{4,5}{0,8 \cdot 10^{-3} \left[(120^\circ - 50^\circ) - 4,5(1,5 + 0,5) \right]} = 92 \text{ см}^2.$$

23. Площа радіатора для нульового діода:

$$S_{VD_0} \geq \frac{P_{VD_0}}{K_T \left[(T_{p-n\text{макс}}^\circ - T_{смакс}^\circ) - P_{VD_0} (R_{t-k} + R_{t(k-T)}) \right]} =$$

$$= \frac{2,13}{0,8 \cdot 10^{-3} \left[(120^\circ - 50^\circ) - 2,13(1,5 + 0,5) \right]} = 44 \text{ см}^2.$$

24. Пряме падіння напруги на тиристорі і діоді:

$$U'_{VS} = U_{VS} + I_{aVS} R_{VS} = 1,38 + 4 \cdot 10^{-3} = 1,385 \text{ В};$$

$$U'_{VD} = U_{VD} + I_{aVD} R_{VD} = 1,0 + 4 \cdot 0,01 = 1,04 \text{ В}.$$

25. Розрахунок згладжувального фільтра.

Коефіцієнт пульсації $K_{п(1)}$ за основною гармонікою на вході фільтра максимальний у режимі: $U_{2\text{макс}}, U_{d\text{мін}}, I_{d\text{макс}}$, при максимальному куті керування $\alpha = 80,6^\circ$.

З графіка, зображеного на рис. 3,5 визначаємо, що при $\alpha = 80,6^\circ$ коефіцієнт пульсації $K_{п'} = 0,7$.

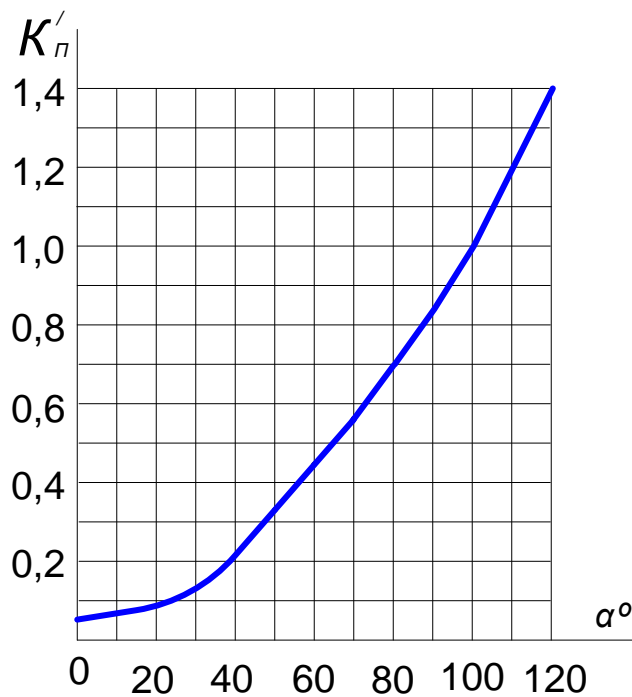


Рис. 3.5

26. Коефіцієнт пульсації напруги на навантаженні за основною гармонікою:

$$K_{п(1)} = \frac{U_{(1)\text{макс}}}{U_{d\text{мін}}} = \frac{0,5}{90} = 5,5 \cdot 10^{-3}.$$

27. Коефіцієнт згладжування фільтра:

$$K_{згл} = \frac{K'_{п(1)}}{K_{п(1)}} = \frac{0,7}{5,5 \cdot 10^{-3}} = 126.$$

28. Визначаємо добуток LC . При цьому вважаємо, що коефіцієнт передачі фільтром постійної складової випрямленої напруги дорівнює одиниці:

$$LC = \frac{K_{згл} + 1}{m_n^2 \omega_m^2} = \frac{126 + 1}{3^2 (2 \cdot 3,14 \cdot 400)^2} = 2,24 \cdot 10 \text{ Гн} \cdot \text{Ф},$$

де $m_n = 3$ - число пульсацій випрямленої напруги за період мережі живлення; $\omega_m = 2\pi f_m$ - кутова частота мережі живлення.

29. Індуктивність дроселя за умови підтримання індуктивної реакції фільтра у заданому діапазоні зміни струму навантаження:

$$L \geq \frac{K'_{п(1)} U_{dmin} + I_{дрmin} R_{др}}{I_{дрmin} m_n \omega_m} = \frac{0,7(90 + 6 \cdot 0,125)}{6 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400} = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

З урахуванням знайденого значення L та максимального струму навантаження $I_{dmax} = 12 \text{ А}$ вибираємо стандартний дросель типу Д270, який при паралельному з'єднанні обмоток має такі параметри:

- індуктивність $L = 5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$;
- струм підмагнічування $I_{під} = 12,5 \text{ А}$;
- активний опір обмоток $R_{др} = 0,0372 \text{ Ом}$;
- діапазон робочих частот $50 \dots 5000 \text{ Гц}$.

Якщо дросель не можна вибрати з числа стандартних, то роблять конструктивний розрахунок згідно з методикою, викладеною [8, 14].

30. Ємність фільтра:

$$C = \frac{LC}{C} = \frac{2,24 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-3}} = 447 \text{ мкФ}.$$

31. Робоча напруга конденсатора з урахуванням можливих перенапруг при вмиканні випрямляча до мережі і скидання навантаження:

$$U_p = (1,8 \dots 2) \cdot a_m \cdot U_{d \text{ макс}} = 1,8 \cdot 1,10 \cdot 110 = 217,8 \text{ В}.$$

При виборі конденсатора необхідно врахувати потрібну ємність, робочу напругу, діапазон робочих температур, допустиму амплітуду змінної складової; діапазон робочих частот конденсатора, технологічний і температурний розкид ємності.

З вибираємо електролітичний конденсатор типу К50-27 ємністю 220 мкФ з робочою напругою 220 В. Згідно з технічними мовами даний конденсатор має такі параметри діапазон робочих температур $-40^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$ /, робоча напруга в цьому діапазоні температур - 250 В, допустима амплітуда пульсації на частоті 50 Гц та $t^\circ = +70^\circ\text{C}$ дорівнює $U_{\text{max доп}}(50\text{Гц}) = 14 \text{ В}$; у діапазоні частот 50 Гц...50 кГц допустима амплітуда змінної складової визначається так:

$$U_{\text{max пульс доп}}(f_n) = U_{\text{max пульс доп}}(50\text{Гц}) \cdot K \cdot n,$$

де K , n - коефіцієнти, залежні від частоти пульсації і температури навколишнього середовища відповідно. Так при $T_{\text{с макс}}^{\circ} = +50^{\circ}\text{C}$ згідно з ТУ $n=0,8$; при частоті пульсації $f_{\text{п}} = m_{\text{п}} f_{\text{м}} = 3 \cdot 400 = 1200 \text{ Гц}$, коефіцієнт $K=0,093$, отже,

$$U_{\text{макс пульс. доп}}(1200 \text{ Гц}) = 14 \cdot 0,093 \cdot 0,8 = 1,04 \text{ В.}$$

Оскільки згідно з технічним завданням амплітуда пульсації вихідної напруги $U_{(1)m} \leq 0,5 \text{ В}$, нерівність $U_{(1)m} < U_{\text{макс п доп}}$ на частоті 1200 Гц виконується, тому конденсатор буде працювати у межах вимог технічних умов. Якщо вказана нерівність не виконується, то 1) використовують конденсатор того самого типу, але з більшою робочою напругою; 2) збільшують ємність фільтра порівняно з розрахунковою і тим самим зменшують змінну складову на конденсаторі до величини згідно з ТУ) використовують інший тип конденсатора фільтра з більшим значенням $U_{\text{макс пульс доп}}$ на даній частоті.

32. Установлена ємність фільтра з урахуванням її можливого відхилення від номінального значення на -20%:

$$C_{\text{уст}} = 1,2 C = 1,2 \cdot 447 = 536,4 \text{ мкФ.}$$

Для здобуття шуканої ємності вмикаємо три конденсатори вказаного типу паралельно, що забезпечує

$$C_{\text{уст}} = 3 \times 220 = 660 \text{ мкФ.}$$

Внаслідок можливого відхилення на -20% ємність конденсатора може дорівнювати

$$C_{\text{уст min}} = \frac{C_{\text{уст}}}{1,2} = 550 \text{ мкФ.}$$

Таким чином у заданому діапазоні температур розрахункове значення ємності $C=447 \text{ мкФ}$ буде забезпечене з деяким запасом.

33. Перевіряємо параметри фільтра на відсутність резонансу на частоті основної гармоніки пульсації. Резонансна частота фільтра:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{уст\min}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{5 \cdot 10^{-3} \cdot 550 \cdot 10^{-6}}} = 96 \text{ Гц.}$$

Оскільки $f_p < f_{\text{пульс}} = 1200 \text{ Гц}$ резонанс відсутній.

34. Уточнюємо мінімальну, номінальну і максимальну напругу фази вторинної обмотки:

$$U_{2\min} = \frac{2\pi(U_{d\max} + U_{a\max} + U_{x\max} + U_{др} + U_{VS} + U_{VD})}{3\sqrt{6}(1 + \cos \alpha_{\min})} =$$

$$= \frac{2\pi(110 + 1,44 + 1,15 + 12 \cdot 0,0372 + 1,385 + 1,04)}{3\sqrt{6}(1 + \cos 20^\circ)} = 50,9 \text{ В};$$

$$U_{2\text{ном}} = \frac{U_{2\min}}{b_m} = \frac{50,9}{0,85} = 59,8 \text{ В};$$

$$U_{2\max} = U_{2\text{ном}} \cdot a_m = 59,8 \cdot 1,10 = 65,78 \text{ В.}$$

35. Діюче значення струму у фазі вторинної обмотки трансформатора в режимі максимальної струмової віддачі / при $0 < \alpha < \pi/3$:

$$I_2 = I_{d\max} \sqrt{\frac{2}{3}} = 12 \sqrt{\frac{2}{3}} = 9,8 \text{ А};$$

при $\pi/3 < \alpha < \pi$

$$I_2 = I_{d\max} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}.$$

36. Розрахункове значення струму первинної обмотки (без урахування струму х. х трансформатора):

$$I_1 = \frac{w_2}{w_1} I_2 = \frac{U_{2\text{ном}}}{U_{1\text{ном}}} \cdot I_2 = \frac{59,8}{220} \cdot 9,8 = 2,66 \text{ А}$$

37. Розрахункова потужність вторинної та первинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = m_2 U_{2\text{ном}} I_2 = 3 \cdot 1,5 \cdot 59,8 \cdot 9,8 = 2015 \text{ В} \cdot \text{А};$$

$$S_1 = m_1 U_{1\text{ном}} I_1 = 3 \cdot 1,5 \cdot 220 \cdot 2,6 = 2015 \text{ В} \cdot \text{А.}$$

38. Типова потужність трансформатора:

$$S_{\text{тип}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = 2015 \text{ В} \cdot \text{А.}$$

Величини $U_{1\text{ном}}, U_{2\text{ном}}, I_2, I_1, S_{\text{тип}}, f_{\text{м}}$ а також максимальне значення індукції в осерді $B_m = 0,9$ використовуються як вихідні дані для розрахунку трансформатора згідно з методикою, викладеною в [14].

39. Визначаємо коефіцієнт потужності схеми при мінімальному і максимальному кутах регулювання [1]. Оскільки $0 < \alpha_{\min} < \pi/3$ то при мінімальному значенні $\alpha = \alpha_{\min} = 20^\circ$ визначаємо:

$$\chi = \frac{\pi}{3} \cos^2 \frac{\alpha_{\min}}{2} = \frac{3,14}{3} \cos^2 \frac{20}{2} = 0,927.$$

Через те що $\pi/3 < \alpha_{\max} < \pi$, то при максимальному значенні $\alpha = \alpha_{\max} = 80,6^\circ$ визначаємо коефіцієнт потужності:

$$\chi = \frac{6 \cos^2 \alpha_{\max} / 2}{\pi \sqrt{7 - 6 \cdot \alpha_{\max} / \pi}} = \frac{6 \cdot \cos^2 (80,6/2)}{\pi \sqrt{7 - 6 \cdot 80,6/180^\circ}} = 0,535.$$

3.3. Приклад електричної принципової схеми трифазного мостового випрямляча

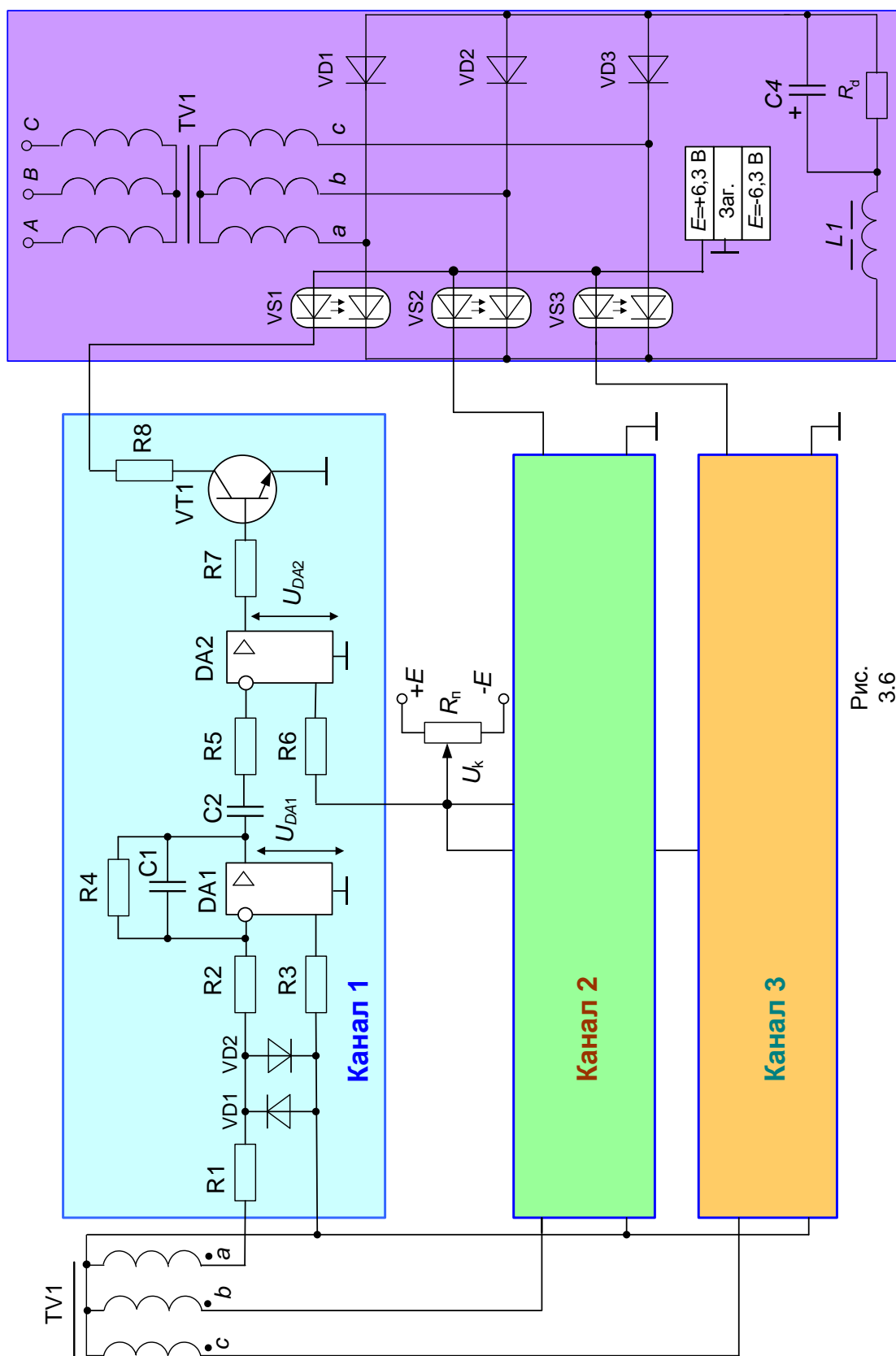


Рис. 3.6

Часові діаграми, що пояснюють роботу першого каналу формування імпульсів керування тиристора фази А, наведені на рис. 3.7.

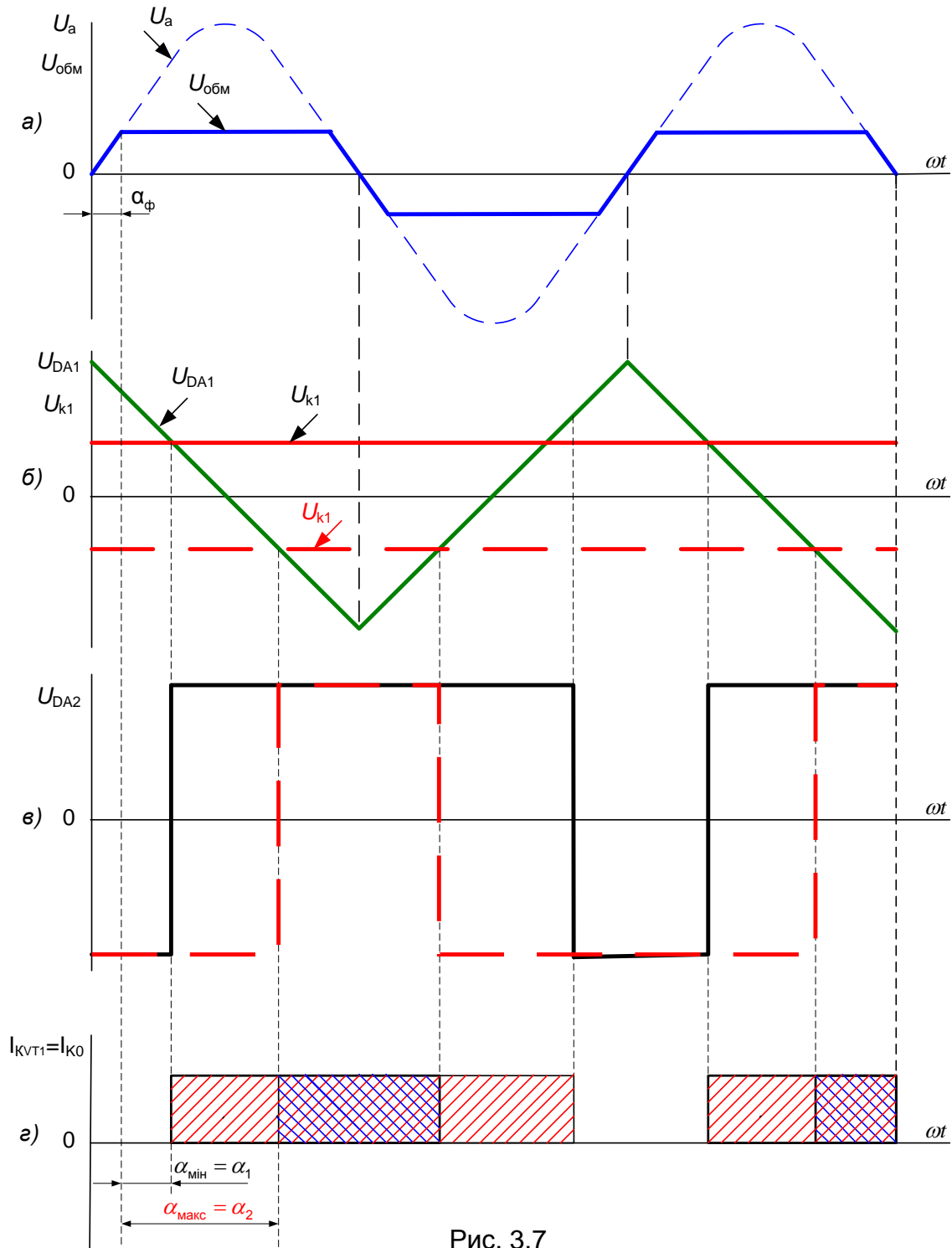


Рис. 3.7

Синусоїдальна напруга фази А ($u_{a\text{синх}}$), яку знімають з додаткової (синхронізуючої) обмотки силового трансформатора TV1, надходить на вхід синхронізатора, зібраного за схемою симетрично двостороннього обмежника

напруги на діодах $VD1$ та $VD2$. У зв'язку з не лінійністю вольтамперної характеристики діодів на виході синхронізатора формується трапецоїдна напруга з амплітудою $U_{обм}$, як дорівнює падінню напруги на відкритому діоді, і тривалістю фронту $\alpha_{\phi} = \omega t_{\phi}$ (рис. 3.7,а).

Вхідна напруга обмежника синхронізує роботу генератора пилкоподібної напруги (ГПН), зібраного на операційному підсилювачі $DA1$. Запуск ГПН здійснюється у моменти переходу синхронізуючої напруги ($U_{а синх}$) через нуль, тому імпульси керування фаз A, B, C зсунуті між собою на кут $2\pi/3$. На виході генератора формується пилкоподібна напруга U_{DA1} (рис. 3,7.б), період якої дорівнює періоду силової напруги, а амплітуда визначається сталою ланцюга інтегрування $C1, R2$. Резистор $R4$ стабілізує роботу інтегратора за постійним струмом. З виходу ГПН пилкоподібна напруга надходить на інвертуючий вхід компаратора $DA2$, на неінвертуючий вхід якого подається напруга керування U_K (рис. 3,7.б). У момент рівності вказаних напруг компаратор перемикається з одного насиченого стану в протилежний, внаслідок чого на виході $DA2$ формується послідовність різнополярних імпульсів з частотою мережі живлення. Позитивний імпульс вихідної напруги компаратора через обмежуючий резистор $R7$ надходить до ланцюга бази транзистора $VT1$, який виконує функцію.. вихідного підсилювача потужності. При відмиканні транзистора в його колекторному колі протікає імпульс струму керування тиристором $VS1$ з амплітудою I_{K0} (рис.3.7,г). Під дією струму I_{K0} світлодіод оптрона випромінює світловий імпульс і переводить силовий тиристор фази A у ввімкнений стан. Для обмеження амплітуди керуючого струму вмикається резистор $R8$. В інтервалі часу, коли вхідна напруга компаратора негативна, транзистор $VT1$ зачинений.

4. ЗАВДАННЯ ДО РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНОЇ РОБОТИ

Вихідні дані	Однофазний випрямляч																			
	Варіант																			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$U_{\text{м}}\left[\text{В}\right]_{-15\%}^{+10\%}$	220	380	127	110	220	380	220	110	127	220	380	220	127	220	380	220	110	127	220	380
$f_{\text{м}}(\Gamma\text{ц})$	50										400									
$U_d[\text{В}]$	180	250	300	120	300	350	420	120	200	60	100	190	130	450	600	50	90	140	320	450
$U_{dmin}[\text{В}]$	170	240	290	110	290	340	410	110	190	55	90	180	120	440	590	45	80	130	310	440
$U_{dmax}[\text{В}]$	190	260	310	130	310	360	430	130	210	65	110	210	140	460	610	55	100	150	330	460
$R_d[\text{Ом}]$	10			5	15			10	10	5	8	8		20	30	5	8	12	15	40
$K_{\text{п}}[\%]$	5										2									

Вихідні дані	Варіант																			
	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
$U_{\text{м}}[\text{В}]_{-10\%}^{+10\%}$	220	380	127	110	220	380	220	110	127	220	380	220	127	220	380	220	110	127	220	380
$f_{\text{м}}(\text{Гц})$	400										60									
$U_d[\text{В}] \pm \Delta U$	28	112	15	60	48	230	36	36	28	112	100	190	130	450	600	50	90	140	320	450
$\Delta U[\text{В}]$	2	10	1	5	290	15	3	4	4	5	10	15	12	20	25	5	10	12	30	30
$R_d[\text{Ом}]$	2	5	1	10	6	30	3	2	3	5	5	15	10	20	20	2	8	10	15	20
$K_{\text{н}}[\%]$	2										5									

Трифазний керований випрямляч

Варіант	Параметри																								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
$U_M \frac{+10}{-15} \%, B$	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220	3x220
$F_m \Gamma \varphi$	50	400	1000	50	400	1000	50	400	1000	50	400	1000	50	400	1000	50	400	1000	50	400	1000	50	400	1000	50
$U_{дном} \text{ В}$	100	100	100	110	110	110	120	120	120	130	130	130	140	140	140	150	150	150	160	160	160	170	170	170	180
$U_{d \text{ min}} \text{ В}$	80	80	80	85	85	85	95	95	95	100	100	100	110	110	110	120	120	120	130	130	130	135	135	135	145
$U_{d \text{ max}} \text{ В}$	120	120	120	130	130	130	145	145	145	155	155	155	170	170	170	180	180	180	190	190	190	205	205	205	215
$R_n, \text{ Ом}$	3,8	3,8	3,8	4	4	4	4,2	4,2	4,2	4,5	4,5	4,5	5	5	5	6	6	6	7	7	7	8	8	8	9
$K_n \leq \%$	2	1	0,5	2	1	0,5	2	1	0,5	2	1	0,5	2	1	0,5	2	1	0,5	2	1	0,5	2	1	0,5	2

5. СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. - 2-е изд., - М.: Высш. школа, 1980. - 424 с.
2. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками "Електромеханіка" та "Електротехніка": У 4-х т. / Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. – Харків: Фоліо, 2002. Т.2. Аналогові та імпульсні пристрої. – 510 с.
3. Електроніка і мікросхемотехніка: Навчальний посібник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками "Електромеханіка", "Електронні пристрої та системи", "Електротехніка та електротехнології": У 4-х т. / Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. -К.: Каравела, 2013. Т.4. Кн.1. Силова електроніка. – 640 с.
4. Електроніка і мікросхемотехніка: Навчальний посібник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками "Електромеханіка", "Електронні пристрої та системи", "Електротехніка та електротехнології": У 4-х т. / Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. -К.: Каравела, 2013. Т.4. Кн.2. Силова електроніка. – 316 с.
5. Електроніка та мікросхемотехніка [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів напряму підготовки 6.050702 «Електромеханіка» / А. А. Щерба, К. К. Победаш, В. А. Святненко: – Київ: НТУУ «КПІ», 2013. – 360 с. Режим доступу: <http://ela.kpi.ua/handle/123456789/3569>
6. Методичні вказівки до виконання курсової роботи з дисципліни "Електроніка і мікросхемотехніка". для студентів усіх форм навчання, що навчаються за спеціальністю 141 - "Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка" [Електронний ресурс]; уклад. К.К. Победаш, В.А.

Святненко, -Київ: НТУУ "КПІ", 2016. - 55 с.Режим доступу:
<http://ela.kpi.ua/handle/123456789/15804>

7. Чебовский А.Г., Мойсеев Л.Г., Сахаров Ю.В. Силовые полупроводниковые приборы. - М.: Энергия, 1975.

8. Справочник по электрическим конденсаторам. Под ред. И.И. Четверткова и В.Ф. Смирнова. -М.: Радио и связь, 1983.

9. Сидоров И.М., Мукосеев В.В. и др. Малогабаритные трансформаторы и дроссели. М.: Радио и связь, 1985.

ДОДАТОК А

Силові діоди типу Д

Параметр			Д112-10	Д112-16	Д112-25
Гранично допустимі значення					
Періодична імпульсна зворотна напруга	U_{RRM}	[В]	100-1400		
Максимально допустимий середній струм	I_{FAVm}	[А]	10	16	25
Діючі значення струму	I_{FRMs}	[А]	15	25	39
Ударний прямий струм	I_{FSM}	[А]	230	270	330
Максимальна температура переходу	T_{jm} ,	°C	+190		
Характеризуючі параметри діода					
Імпульсна пряма напруга	U_{FM}	[В]	1.35		
Гранична напруга, не більше (пороговаяΔUпр)	U_{To}	[В]	0.9		
Диференціальний опір, не більше	r_T	[мОм]	17,5	10,5	6,16

Параметри			Д122-32	Д122-40
Гранично допустимі значення				
Періодична імпульсна зворотна напруга	U_{RRM}	[В]	100-1400	
Максимально допустимий середній струм	I_{FAVm}	[А]	32	40
Діючі значення струму	I_{FRMs}		50	62
Ударний прямий струм	I_{FSM}	[А]	440	550
Максимальна температура переходу	T_{jm} ,	$^{\circ}\text{C}$	+190	
Характеризуючі параметри діода				
Імпульсна пряма напруга	U_{FM}	[В]	0,85	
Гранична напруга, не більше (порогова $\Delta U_{\text{пр}}$)	U_{TO}	[В]	0.9	0.85
Диференціальний опір, не більше	r_T	[мОм]	5	4

Параметри			Д132-50	Д132-63	Д132-80
Гранично допустимі значення					
Періодична імпульсна зворотна напруга	U_{RRM}	[В]	100-1400		
Максимально допустимий середній струм	I_{FAVm}	[А]	50	63	80
Діючі значення струму	I_{FRMs}		78	98	125
Ударний прямий струм	I_{FSM}	[А]	1100	1200	1320
Максимальна температура переходу	T_{jm} ,	°C	+190		
Характеризуючі параметри діода					
Імпульсна пряма напруга	U_{FM}	[В]			
Гранична напруга, не більше (порогова $\Delta U_{пр}$)	U_{To}	[В]	0.9	0.85	0.83
Диференціальний опір, не більше	r_T	[мОм]			

ДОДАТОК Б

Силові тиристори типу T112

Параметри			T112-10	T112-16
Гранично допустимі значення				
Періодична імпульсна зворотна напруга	U_{RRM}	[В]	100-1400	
Максимально допустимий середній струм	I_{TAVm}	A	10	16
Діючі значення струмуу відкритому стані	I_{TRMs}	A	15.7	25.1
Ударний прямий струму відкритому стані	I_{TSM}	A	160	220
Критична швидкість наростання струму	di/di	A/мкс	100	
Максимальна температура переходу	$T_{jm},$	$^{\circ}\text{C}$	+190	
Характеризуючі параметри тиристора				
Імпульсна пряма напруга у відкритому стані	U_{TM}	B	1.85	1.8
Гранична напруга, не більше (пороговаяΔUпр)	U_{TO}	B	1.25	1.2
Диференціальний опір у відкритому стані	r_T	мОм	29.3	11.9
Струм включення	I_L	mA	100	
Струм утримання	I_H	mA	70	
Відмикаюча напруга керування, не більше	U_{GT}	B	7.5	
Відмикаючий струм керування, не більше	I_{GT}	mA	120	
Час включення, не більше	t_{gt}	мкс	10	
Час затримки, не більше	t_{gd}	мкс	2	
Час зворотного відновлення, не більше	t_{FT}	мкс	4	

Силові тиристори типу T122

Параметри			T122-20	T122-25
Гранично допустимі значення				
Періодична імпульсна зворотна напруга	U_{RRM}	[В]	100-1400	
Максимально допустимий середній струм	I_{TAVm}	A	10	16
Діючі значення струмуу відкритому стані	I_{TRMs}	A	15.7	25.1
Ударний прямий струму відкритому стані	I_{TSM}	A	160	220
Критична швидкість наростання струму	di_T/di	A/мкс	100	
Максимальна температура переходу	T_{jm} ,	°C	+190	
Характеризуючі параметри тиристора				
Імпульсна пряма напруга у відкритому стані	U_{TM}	B	1.85	1.8
Гранична напруга, не більше (пороговаяΔUпр)	U_{TO}	B	1.25	1.2
Диференціальний опір у відкритому стані	r_T	мОм	29.3	11.9
Струм включення	I_L	mA	130	
Струм утримання	I_H	mA	8	
Відмикаюча напруга керування, не більше	U_{GT}	B	7.5	
Відмикаючий струм керування, не більше	I_{GT}	mA	140	
Час включення, не більше	t_{gt}	мкс	10	
Час затримки, не більше	t_{gd}	мкс	2	
Час зворотного відновлення, не більше	t_{FT}	мкс	6	

ДОДАТОК В

Електричні параметри дроселів типу Д

Струм підмагнічування, [А]

Індуктивність, [Гн]

R_{обм}— Опір обмотки, [Ом]

Струм підмагнічування, А	Індуктивність, Гн				
	0,00015	0,0003	0,0006	0,0025	0,005
4,5	Д207Т	Д214Т		Д238Т	Д247Т
	R _{обм} =0,023	R _{обм} =0,035		R _{обм} =0,137	R _{обм} =0,232
6,3	Д213Т	Д221Т		Д246Т	Д255Т
	R _{обм} =0,016	R _{обм} =0,028		R _{обм} =0,15	R _{обм} =0,109
9	Д220Т	Д229Т		Д254Т	Д263
	R _{обм} =0,013	R _{обм} =		R _{обм} =0,109	R _{обм} =0,077
12,5	Д228Т	Д237Т		Д262Т	Д270Т
	R _{обм} =0,008	R _{обм} =0,011		R _{обм} =0,04	R _{обм} =0,0372
18,0	Д236Т	Д245Т			
	R _{обм} =0,006	R _{обм} =0,0137			
25,0	Д244Т	Д253Т			
	R _{обм} =0,0066	R _{обм} =0,0062			
35,0	Д252Т	Д261Т	Д269Т		
	R _{обм} =0,0029	R _{обм} =0,0043	R _{обм} =0,0052		
50,0	Д260Т	Д268Т			
	R _{обм} =0,0019	R _{обм} =0,0024			

ДОДАТОК Г

Основні дані електролітичних конденсаторів K50-24 і K50-27

Тип конденсатора	Номинальна напруга, В	Номинальна ємність, мкФ Допустиме відхилення ємності (+50...-20) %
Оксидно-електролітичний алюмінієвий конденсатор K50-24	16	100; 220; 470; 1000; 2200; 4700; 10000.
	25	100; 220; 470; 1000; 2200; 4700
	63	100; 220; 470; 1000; 2200
	100	100; 220
	160	100; 220
Оксидно-електролітичний алюмінієвий конденсатор K50-27	160	470; 1000
	250	220; 470
	300	220; 470
	350	100; 220
	450	100; 220

ДОДАТОКД

Форма титульного аркуша розрахунково-графічної роботи

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Факультет електроенерготехніки і автоматики

Кафедра теоретичної електротехніки

Розрахунково-графічна робота

з дисципліни

«ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА»

Виконав: студент(ка) _____

Група _____

Курс _____

Залікова книжка № _____

201__ р.